

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.Eng.

PAR
TREMBLAY, Etienne

CONTRIBUTION À LA COMMANDE DE L'ÉOLIENNE À MADA EN PERMETTANT
L'AMÉLIORATION DE LA QUALITÉ DE L'ONDE DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE

MONTREAL, LE 9 JANVIER 2009

© Etienne Tremblay, 2009

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ

PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Ambrish Chandra, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Pierre-Jean Lagacé, codirecteur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Kamal Al-Haddad, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Christian Larose, examinateur externe
Laboratoire de simulation, Institut de recherche d'Hydro-Québec

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 11 DECEMBRE 2008

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Je voudrais d'abord exprimer ma gratitude et sincères remerciements à mon directeur de recherche Professeur Ambrish Chandra afin de m'avoir donné une chance unique de repousser les limites de mes ambitions au cours de ces trois dernières années en me permettant de réaliser mes rêves les plus chers en laboratoire.

Je voudrais remercier particulièrement mon co-directeur de recherche Professeur Pierre-Jean Lagacé pour ces précieux commentaires ainsi que les membres du Jury pour leur évaluation de mon projet.

Je voudrais remercier mes collègues de travail Handy Fortin, François Lessard, Vinod Khadkikar et Olivier Tremblay pour leurs nombreux conseils judicieux, discussions animées et réflexions profondes qui donnent un sens à l'appellation Groupe de Recherche. Je tiens également à remercier M. Yves Robitaille pour son support immédiat à toutes mes requêtes matérielles sans lesquelles le projet n'aurait pu être réalisé avec succès.

Pour terminer, je dédie ce travail à mes parents, Carole et Fernand, qui m'ont supporté à tous les niveaux sans hésitation tout au long de mes études universitaires ainsi qu'à Émilie qui a fait preuve de beaucoup de patience et tolérance ces dernières années.

CONTRIBUTION À LA COMMANDE DE L'ÉOLIENNE À MADA EN PERMETTANT L'AMÉLIORATION DE LA QUALITÉ DE L'ONDE DU RÉSEAU ÉLECTRIQUE

TREMBLAY, Étienne

RÉSUMÉ

La recherche est motivée par la forte croissance de l'éolien au Québec et au Canada ainsi que par l'effervescence dans le monde de la recherche créée par l'intégration des éoliennes en masse sur les réseaux électriques. Le but est d'évaluer les techniques de contrôle des convertisseurs électroniques en laboratoire dans un contexte le plus réel que possible en apportant des contributions significatives. Ceci passe par une recherche des techniques de contrôle, leur vérification en simulation, l'ingénierie et la fabrication de convertisseurs électroniques et de cartes de mesures analogiques, l'implantation des algorithmes dans des DSP programmés en langage C et la réalisation d'un banc d'essais permettant d'émuler une authentique éolienne connectée à un réseau électrique en laboratoire. Parmi les techniques évaluées, nous considérons deux systèmes, le premier étant l'entraînement électrique de la machine. La recherche explore les défis de la commande vectorielle, de la commande directe de couple et de flux ainsi que la commande directe des puissances actives et réactives. Les résultats permettent d'identifier la commande directe des puissances comme celle devant être privilégiée par les constructeurs d'éoliennes à MADA. Le deuxième système consiste en la commande du convertisseur côté réseau électrique. La recherche permet de sélectionner parmi deux technologies la commande dans le référentiel synchrone par rapport à la commande directe via le bus de tension continue. Ceci permet de doter le convertisseur de fonctions innovatrices permettant d'améliorer les conditions d'opération du réseau électrique en permettant le support en puissance réactive, le nettoyage de la pollution harmonique ainsi que le balancement des courants du réseau. Pour terminer, la combinaison du filtre actif synchrone et de l'entraînement à commande directe des puissances implique des compromis techniques expliqués et justifiés par une comparaison avec la commande vectorielle.

Mots clés : Machine électrique - filtres actif - entraînement électrique - éolienne

CONTRIBUTION TO DFIG WIND TURBINES CONTROL THROUGH NETWORK POWER QUALITY ENHANCEMENT

TREMBLAY, Etienne

ABSTRACT

This research work is motivated by a high increase of wind power in power systems in Quebec and Canada as well as by the strong excitement in the research area created by massive wind turbines integration into electrical networks. The aim is to evaluate experimentally various control techniques of electric power converters in a context as close as possible to reality through significant contributions. To achieve it, various control techniques were studied and validated through simulation. Design and fabrication of power converters and measurement cards were done to integrate into a DSP programmed in C language the necessary algorithms and set-up of a full test-bench allowing emulation of an authentic wind turbine connected to the electrical network. Among the techniques evaluated, two systems were considered. The first one is the electric drive for the Doubly-Fed Induction Generator (DFIG) where the research work explores challenges faced by Flux Vector Control, Direct Torque Control and Direct Active and Reactive Power Control techniques. The results obtained with the Direct Active and Reactive Power Control technique were more reasonable and may be used by wind turbines manufacturers. The second system consists in controlling the power converter on the electrical network side to achieve power quality enhancement. The research work identifies two techniques among others in which the synchronous reference frame theory was selected compared to direct DC Bus feedback technique. This enables a standard DFIG wind turbine with new functionalities in order to improve operating conditions of electrical networks by providing power quality enhancement through reactive power compensation, harmonic pollution cancellation as well as network current balancing. To conclude, a comparison has been done by integrating the synchronous active filter to the Direct Power Control drive and to the one using Flux Vector Control.

Keywords : Electrical machine - active filter - electric drive - wind turbine

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE.....	4
1.1 Introduction	4
1.2 Motivation pour la MADA et les filtres actifs.....	5
1.3 Méthodes de contrôle du filtre actif parallèle	8
1.4 Méthodes de contrôle de la MADA.....	11
1.5 Support de commande en temps réel.....	15
CHAPITRE 2 SYSTÈMES ÉOLIENS ET MACHINES ÉLECTRIQUES.....	18
2.1 Introduction	18
2.2 Modèle mécanique de l'éolienne.....	21
2.3 Éoliennes à vitesse fixe.....	23
2.4 Éoliennes à vitesse variable.....	23
2.4.1 Avec MADA.....	24
2.4.2 Circuit équivalent électrique.....	26
2.4.3 Étude de l'écoulement de la puissance	39
2.4.4 Effets du ratio des bobinages stator-rotor.....	40
2.4.5 Fonctionnement à flux réduit.....	41
2.4.6 Détermination des paramètres de la MADA en laboratoire	41
CHAPITRE 3 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA.....	47
3.1 Introduction	47
3.2 Modèle de la MADA avec orientation de flux	47
3.3 Synthèse des régulateurs proportionnel et intégral.....	52
3.4 Schéma de la commande vectorielle	54
3.5 Détermination des grandeurs de référence	55
3.5.1 Courant rotorique direct.....	56
3.5.2 Courant rotorique en quadrature.....	56
3.6 Résultats de simulations	56
3.7 Résultats expérimentaux.....	58
3.8 Difficultés rencontrées et solutions	62
3.9 Conclusion partielle.....	64
CHAPITRE 4 COMMANDES DIRECTES DE LA MADA.....	65
4.1 Introduction	65
4.2 Présentation des vecteurs de commutation.....	66
4.3 Commande directe de couple et de flux de la MADA	67
4.4 Schéma de la commande directe de couple et de flux.....	72
4.4.1 Résultats de simulations	73
4.4.2 Résultats expérimentaux.....	75
4.4.3 Difficultés rencontrées et solutions	80

4.5	Commande directe de la puissance active et réactive de la MADA.....	83
4.6	Schéma de la commande directe des puissances active et réactive.....	88
4.6.1	Résultats de simulations	89
4.6.2	Résultats expérimentaux.....	90
4.6.3	Difficultés rencontrées et solutions	94
4.7	Analyse des résultats	96
4.8	Conclusion partielle.....	103
CHAPITRE 5 COMMANDE DU FILTRE ACTIF PARALLÈLE		104
5.1	Introduction	104
5.2	Génération des courants de référence via le bus de tension continue	105
5.3	Génération des courants de référence par filtrage dans le référentiel synchrone	108
5.4	Conception du circuit d'extraction d'angle de phase	111
5.5	Dimensionnement du condensateur du bus de tension continue	113
5.5.1	Exigences de la compensation du facteur de puissance	113
5.5.2	Exigences de la compensation des courants harmoniques	113
5.5.3	Exigences de la compensation des courants non balancés	114
5.5.4	Exigences du démarrage de la fonction de compensation ou de la réponse à une grande variation de puissance.....	114
5.5.5	Calcul de la valeur minimale du condensateur du bus	114
5.6	Conception du régulateur de charge du bus de tension continue	115
5.7	Passage de la source courant à source tension.....	119
5.8	Sélection de l'inductance de lissage du courant	120
5.9	Résultats de simulations	121
5.10	Résultats expérimentaux.....	134
5.11	Difficultés rencontrées et solutions	147
5.12	Conclusion partielle.....	148
CHAPITRE 6 MODELISATION ET ESSAIS D'UNE ÉOLIENNE AVEC FILTRE ACTIF CONNECTÉE À UN RÉSEAU ÉLECTRIQUE		149
6.1	Introduction	149
6.2	Stratégie de commande de l'éolienne	149
6.2.1	Poursuite de la trajectoire de puissance optimale.....	150
6.2.2	Contrôle de l'inclinaison des pales.....	152
6.3	Introduction du filtre actif dans l'éolienne à MADA.	153
6.4	Présentation de l'architecture des sous-systèmes utilisés en simulation et en laboratoire.....	155
6.4.1	Sous-système réel à être simulé lors de la simulation	156
6.4.2	Sous-système simulé à être connecté en temps réel avec le montage en laboratoire	157
6.5	Résultats de simulations	158
6.6	Résultats expérimentaux.....	160
6.7	Difficultés rencontrées et solutions	166
6.8	Conclusion partielle.....	170
CONCLUSION		171

RECOMMANDATIONS	174
ANNEXE I CARTE D'ACQUISITION DES TENSIONS ET COURANTS	176
ANNEXE II CARTE DE CONVERION BI-DIRECTIONNELLE D'ÉNERGIE	177
ANNEXE III CARTES DE CONTRÔLE EZ-DSP F2812	183
ANNEXE IV MODULE DE PUISSANCE TRIPHASE	187
LISTE DE RÉFÉRENCES	189

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 2.1 Mesures expérimentales des résistances statoriques et rotoriques	42
Tableau 2.2 Mesures expérimentales de l'inductance de magnétisation L_{ms}	43
Tableau 2.3 Mesures expérimentales des inductances de fuites L_{ls} et L'_{lr}	45
Tableau 2.4 Comparaisons des mesures expérimentales avec la fiche technique	45
Tableau 4.1 Sélection des vecteurs selon la commande en couple et flux	68
Tableau 4.2 Sélection des vecteurs optimaux (couple et flux)	69
Tableau 4.3 Sélection des vecteurs selon la commande en puissance active et réactive ..	85
Tableau 4.4 Sélection des vecteurs optimaux (puissance active et réactive)	85
Tableau 4.5 Suivi de la variation de la puissance réactive	86
Tableau 4.6 Table de mise à jour des secteurs	87
Tableau 4.7 Comparaisons des paramètres nécessaires à l'implantation de la commande	97
Tableau 4.8 Comparaisons des réponses transitoires expérimentales	98
Tableau 4.9 Bilan des caractéristiques techniques des entraînements	99
Tableau 4.10 Comparaisons des performances	102
Tableau 5.1 Modes de fonctionnement pour le filtre actif avec la méthode directe	107
Tableau 5.2 Modes de fonctionnement pour le filtre actif avec la méthode synchrone ..	110
Tableau 5.3 Puissances nominales des agencements de charges utilisées en simulation et laboratoire	126
Tableau 5.4 Comparaisons des courants en simulation avec charge non-linéaire, inductive et non-balancée	129
Tableau 5.5 Comparaisons des courants en simulation avec la phase « a » ouverte	132
Tableau 5.6 Comparaisons des courants en laboratoire avec charge non-linéaire, inductive et non-balancée	142

Tableau 5.7	Comparaisons des courants en laboratoire avec la phase « a » ouverte	144
Tableau 6.1	Bilan des puissances au point commun de connexion avec le réseau électrique.....	169

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1.1 Branchement typique simplifié d'un filtre actif parallèle à un réseau électrique.....	9
Figure 1.2 Branchement typique simplifié des convertisseurs électriques à la MADA.	12
Figure 2.1 Distribution de Rayleigh pour des vitesses de vent moyennes de 5.1, 7.2 et 9.5 m/s.....	19
Figure 2.2 Exemple de la variation du coefficient de puissance pour des angles d'inclinaisons variants de 0 à 30 degrés.	20
Figure 2.3 Branchement typique d'une éolienne à vitesse fixe à un réseau électrique...	23
Figure 2.4 Plage de fonctionnement de la MADA.....	24
Figure 2.5 Branchement typique d'une MADA à un réseau électrique.	25
Figure 2.6 Disposition simplifiée des enroulements dans la machine à induction.	26
Figure 2.7 Représentation des vecteurs impliqués dans la transformation de référentiel.	31
Figure 2.8 Représentation des composantes d'une branche résistive et inductive triphasée à quatre fils.	33
Figure 2.9 Représentation équivalente dans un référentiel arbitraire d'une branche résistive et inductive triphasée.....	34
Figure 2.10 Représentation équivalente de la MADA dans un référentiel arbitraire.....	38
Figure 2.11 Présentation des écoulements de puissance à travers l'éolienne à MADA. ..	40
Figure 2.12 Représentation des bobinages statoriques et rotoriques de la MADA.	42
Figure 2.13 Représentation équivalente de la MADA avec le circuit du rotor ouvert.....	43
Figure 2.14 Représentation équivalente de la MADA avec rotor bloqué.	44
Figure 3.1 Schéma vectoriel des grandeurs impliquées dans la commande vectorielle.	48
Figure 3.2 Représentation vectorielle d'une augmentation de i_{qr} sur l'angle γ	51

Figure 3.3	Représentation vectorielle d'une augmentation de i_{dr} sur le module de λ_r	52
Figure 3.4	Schéma bloc équivalent de la MADA alimentée par une source de tension asservie en courant.	53
Figure 3.5	Structure de la commande vectorielle de la MADA.....	55
Figure 3.6	Résultats de simulations avec la commande vectorielle.....	58
Figure 3.7	MADA synchronisée et flottante sur le réseau électrique.	59
Figure 3.8	Réponse à l'échelon i_q avec la commande vectorielle.	60
Figure 3.9	Courant du rotor et stator à puissance nominale avec la commande vectorielle.	60
Figure 3.10	Réponse à l'échelon de flux i_d avec la commande vectorielle.....	61
Figure 3.11	Passage de hypo à hypersynchrone avec la commande vectorielle.....	61
Figure 3.12	Évolution du flux rotorique avec la commande vectorielle.....	62
Figure 4.1	Schéma simplifié de l'alimentation électrique de la MADA.....	65
Figure 4.2	Présentation des vecteurs de commutation.	66
Figure 4.3	Développement du couple dans la machine asynchrone.	67
Figure 4.4	Exemple des vecteurs applicables dans le secteur 2 pour une machine asynchrone à cage.	68
Figure 4.5	Changement à l'orientation du flux rotorique de la MADA.....	70
Figure 4.6	Poursuite de la trajectoire de référence de couple et de flux.	71
Figure 4.7	Commutation idéale pour la régulation du couple.....	71
Figure 4.8	Structure de la commande directe de couple et de flux de la MADA.	73
Figure 4.9	Résultats de simulations avec la commande directe de couple et de flux.	75
Figure 4.10	MADA synchronisée et flottante sur le réseau électrique avec la commande directe de couple et de flux.	76
Figure 4.11	Réponse à l'échelon de couple avec la commande directe de couple et de flux.....	77

Figure 4.12	Courant du rotor et stator à puissance nominale avec la commande directe de couple et de flux.....	77
Figure 4.13	Réponse à l'échelon de flux avec la commande directe de couple et de flux.....	78
Figure 4.14	Passage de hypo à hypersynchrone avec la commande directe de couple et de flux.	79
Figure 4.15	Évolution du flux rotorique avec la commande directe de couple et de flux.....	79
Figure 4.16	Nouveau circuit d'isolation optique et lecture de courant avant et après la modification.....	81
Figure 4.17	Effet sur le couple d'une bande passante insuffisante à la mesure du courant.	81
Figure 4.18	Effet sur le couple par contrainte d'échantillonnage de la commande.....	82
Figure 4.19	Structure de la commande directe des puissances active et réactive de la MADA.....	88
Figure 4.20	Résultats de simulations avec la commande directe des puissances.	90
Figure 4.21	Synchronisation de la MADA flottante sur le réseau électrique avec la commande des puissances active et réactive.	91
Figure 4.22	Réponse à l'échelon de puissance active avec la commande directe des puissances active et réactive.	91
Figure 4.23	Courant du rotor et stator à puissance nominale avec la commande directe des puissances active et réactive.....	92
Figure 4.24	Réponse à l'échelon de puissance réactive avec la commande directe des puissances active et réactive.	93
Figure 4.25	Passage de hypo à hypersynchrone avec la commande directe des puissances active et réactive.	93
Figure 4.26	Évolution du flux rotorique avec la commande directe des puissances active et réactive.	94
Figure 5.1	Présentation des deux méthodes d'opération d'un filtre actif parallèle.....	105
Figure 5.2	Structure du filtre actif avec la méthode directe.....	107

Figure 5.3	Représentation spectrale absolue des harmoniques typiques transformées vers le référentiel synchrone.	109
Figure 5.4	Structure du filtre actif avec la méthode synchrone.	110
Figure 5.5	Diagrammes séquentiels de la boucle d'extraction d'angle de phase.	112
Figure 5.6	Réponses à l'échelon 125 - 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue en simulation avec la méthode synchrone.	121
Figure 5.7	Réponses à l'échelon 125 - 175volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue en simulation avec la méthode directe.	122
Figure 5.8	Réponses à l'échelon 125 - 175volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue en simulation en mode compensation avec la méthode synchrone.	123
Figure 5.9	Réponse à l'échelon 125 - 175 volts du bus de tension continue en simulation en mode compensation avec la méthode directe.	123
Figure 5.10	Réponses à l'échelon 125 - 175volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec le gain K_{FF} et la méthode synchrone.	124
Figure 5.11	Réponses à l'échelon 125 - 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec le gain K_{FF} et la méthode directe.	124
Figure 5.12	Passages de la pré-charge à la tension nominale (75 - 125) volts du bus de tension continue commandé par une rampe en simulation avec la méthode synchrone (a) et directe (b).	125
Figure 5.13	Régimes transitoires du démarrage de la compensation active sur les courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode synchrone en simulation.	126
Figure 5.14	Régimes transitoires du démarrage de la compensation active sur les courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode directe en simulation.	127
Figure 5.15	Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion en simulation avec la méthode synchrone avant (a) et après compensation (b).	127
Figure 5.16	Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion en simulation avec la méthode directe avant (a) et après compensation (b).	128

Figure 5.17	Régimes permanents des courants de compensation en simulation avec la méthode synchrone (a) et directe (b).	128
Figure 5.18	Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec phase « a » ouverte et la méthode synchrone avant (a) et après compensation (b) en simulation.	131
Figure 5.19	Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec phase « a » ouverte et la méthode directe avant (a) et après compensation (b) en simulation.	131
Figure 5.20	Régimes permanents des courants de compensation pour la phase « a » ouverte avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en simulation.	133
Figure 5.21	Régimes permanents des courants de compensation pour une charge non linéaire pure avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en simulation. ..	133
Figure 5.22	Régimes transitoires des courants de compensation pour un échelon de commande en puissance réactive négatif (a) et positif (b) avec la méthode synchrone en simulation.	134
Figure 5.23	Réponses à l'échelon 125 - 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec la méthode synchrone en laboratoire.	135
Figure 5.24	Réponses à l'échelon 125 – 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec la méthode directe en laboratoire.	135
Figure 5.25	Réponses à l'échelon 125 – 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue en mode compensation avec la méthode synchrone en laboratoire.	136
Figure 5.26	Réponse à l'échelon 125 - 175 volts du bus de tension continue en mode compensation avec la méthode directe en laboratoire.	136
Figure 5.27	Réponses à l'échelon 125 – 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec le gain K_{FF} et la méthode synchrone en laboratoire.	137
Figure 5.28	Réponses à l'échelon 125 – 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue le gain K_{FF} et la méthode directe en laboratoire.	137
Figure 5.29	Passages de la pré-charge à la tension nominale (75 - 125) volts du bus de tension continue commandé par une rampe avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en laboratoire.	138
Figure 5.30	Régimes transitoires du démarrage de la compensation active sur les courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode synchrone en laboratoire.	139

Figure 5.31	Régimes transitoires du démarrage de la compensation active sur les courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode directe en laboratoire.....	139
Figure 5.32	Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode synchrone avant (a) et après compensation (b) en laboratoire.....	141
Figure 5.33	Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode directe avant (a) et après compensation (b) en laboratoire.	141
Figure 5.34	Régimes permanents des courants de compensation avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en laboratoire.	142
Figure 5.35	Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec phase « a » ouverte et la méthode synchrone avant (a) et après compensation (b) en laboratoire.	143
Figure 5.36	Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec phase « a » ouverte et la méthode directe avant (a) et après compensation (b) en laboratoire.	144
Figure 5.37	Régimes permanents des courants de compensation pour la phase « a » ouverte avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en laboratoire.....	146
Figure 5.38	Régimes permanents des courants de compensation pour une charge non linéaire pure avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en laboratoire...	146
Figure 5.39	Régimes transitoires des courants de compensation pour un échelon de commande en puissance réactive négatif (a) et positif (b) avec la méthode synchrone en laboratoire.....	147
Figure 6.1	Caractéristique puissance - vitesse de l'éolienne.....	153
Figure 6.2	Arrangement typique d'une éolienne à MADA avec filtre actif.	154
Figure 6.3	Schéma simplifié de l'architecture des sous-systèmes.	156
Figure 6.4	Résultats de simulations de l'éolienne commandée avec la commande directe des puissances et le filtre actif synchrone.	160
Figure 6.5	Schéma Simulink nécessaire à l'émulation et au contrôle d'une éolienne en temps réel avec Matlab.	161
Figure 6.6	Photo de la plateforme expérimentale.	162

Figure 6.7	Photo de l'ensemble turbine et générateur.....	163
Figure 6.8	Photo de la carte de conversion d'énergie à contrôle numérique.	164
Figure 6.9	Résultats expérimentaux de l'éolienne commandée avec la commande directe des puissances et le filtre actif synchrone.	166
Figure 6.10	Résultats expérimentaux des courants du réseau électrique de l'éolienne DPC combinée au filtre actif inactif (a) et actif (b).	168
Figure 6.11	Résultats expérimentaux des courants du réseau électrique de l'éolienne FOC combinée au filtre actif inactif (a) et actif (b).	169

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ABB	Asea Brown Boveri Ltd
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
DSC	Digital Signal Controller
DSC	Direct Self Control
DSP	Digital Signal Processor
DTC	Direct Torque Control
FEM	Force Électromotrice
FPB	Filtre passe bas
FPGA	Field Programmable Gate Array
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PI	Régulateur de type proportionnel et intégral
PLL	Phase Lock Loop
PWM	Pulse Width Modulation
TSR	Tip Speed Ratio

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

UNITÉS DE BASE

Masse volumique

ρ Masse volumique de l'air, kg/m³

Longueur

r Rayon de l'éolienne, mètre

Masse

kg kilogramme

Temps

s seconde

ms milliseconde

μs microseconde

τ_r Constante de temps rotorique, seconde

τ_s Constante de temps statorique, seconde

T_r Temps de stabilisation, seconde

T_s Période d'échantillonnage, seconde

Aire

m^2 mètre carré

A_r Surface balayée par l'éolienne, m²

UNITÉS MECANIQUES

Vitesse

m/s mètre par seconde

rad/s radian par seconde

μs microseconde

v Vitesse du vent, m/s

Ω Vitesse de rotation angulaire de l'éolienne, rad/s

ω_e Vitesse de rotation synchrone, rad/s

ω_g Vitesse de glissement, rad/s

ω_m Vitesse de rotation mécanique, rad/s

ω_r Vitesse de rotation électrique, rad/s

Accélération

rad/s^2 radian par seconde carré

Angle

rad radian

β Angle d'inclinaison des pales de l'éolienne, degré

θ_e Angle du flux statorique, rad

θ_m Angle mécanique des phases rotoriques, rad

θ_r Angle électrique des phases rotoriques, rad

Couple

T_e Couple électromagnétique, Newton-mètre

T_{pertes} Couple équivalent des pertes, Newton-mètre

T_{mec} Couple mécanique, Newton-mètre

T_{opti} Couple optimal d'opération, Newton-mètre

Conversion

C_p Coefficient de conversion aérodynamique

n_g Ratio du boîtier d'engrenage

Friction

F Newton/rad/s

Inertie

J Inertie en kg. m²

UNITÉS ELECTRIQUES

Puissance

W Watt

VAR Volt Ampère Réactif

P_f, Q_f Puissance active et réactive du filtre actif, Watt et VAR

P_{pertes} Puissance active équivalente des pertes, Watt

P_e Puissance électromagnétique, Watt

P_{mec} Puissance mécanique, Watt

P_r, Q_r Puissance active et réactive au rotor, Watt et VAR

P_s, Q_s Puissance active et réactive au stator, Watt et VAR

P_{opti} Puissance optimale d'opération, Watt

Courant

i_f Courant du filtre, Ampère

i_l Courant de ligne, Ampère

i_{ms} Courant de magnétisation, Ampère

i_r Courant de phase au rotor, Ampère

i_s Courant de phase au stator, Ampère

Tension

V Volt

V_{dc}	Tension du bus de tension continue, Volt
V_f	Tension au filtre, Volt
V_l	Tension de ligne, Volt
V_s	Tension statorique, Volt
V_r	Tension rotorique, Volt

Résistance

R_r	Résistance de phase rotorique, Ohm
R_s	Résistance de phase statorique, Ohm

Inductance

H	Henry
L_{lr}	Inductance de fuite au rotor, Henry
L_{ls}	Inductance de fuite au stator, Henry
L_M	Inductance de magnétisation dans le référentiel arbitraire, Henry
L_{mr}	Inductance magnétisation rotorique, Henry
L_{ms}	Inductance magnétisation statorique, Henry
L_r	Inductance propre au rotor, Henry
L_s	Inductance propre au stator, Henry
σ	Coefficient de fuite des inductances

Capacité

C	Capacité du bus de tension continue, Farad
Q	Nombre de charges, Coulomb

Flux

λ_s	Flux totalisé au stator, Weber
λ_r	Flux totalisé au rotor, Weber

Fréquence

F_e	Fréquence synchrone, Hertz
F_{PWM}	Fréquence de la modulation PWM, Hertz

Amortissement

ζ	Facteur d'amortissement
---------	-------------------------

Relative

PU	Par unité (Per Unit)
Δ	Différence

INDICES

\wedge	Variable estimée
$*$	Variable de référence
e	Variable dans un référentiel synchrone
r	Variable dans un référentiel rotorique
s	Variable dans un référentiel stationnaire
dqo	Système d'axes utilisé par le référentiel arbitraire

RATIOS

m	Indice de modulation PWM
g	Glissement de la machine
λ	Ratio de la vitesse angulaire de l'éolienne et du vent, voir TSR
N_r	Nombre de tours de fils au rotor
N_s	Nombre de tours de fils au stator
P_p	Nombre de paires de pôles

OPERATEURS

s	Opérateur de Laplace
-----	----------------------

INTRODUCTION

L'éolienne à machine asynchrone à double alimentation (MADA) est très populaire puisqu'elle bénéficie de certains avantages par rapport à tous les autres types à vitesse variable. En effet, le convertisseur d'énergie utilisé afin de redresser - onduler les courants alternatifs du rotor a une puissance nominale fractionnaire de celle du générateur. Ceci implique moins de pertes par commutations, un coût de production du convertisseur moins élevé et une réduction de la taille des filtres passifs impliquant ainsi une réduction des coûts et des pertes additionnelles.

Il existe déjà plusieurs techniques de commande de la MADA dans la littérature. Malheureusement, elles sont complexes et dépendent largement des paramètres (ou d'observateurs des paramètres) de la machine.

Certaines des récentes techniques proposent d'utiliser la MADA afin d'injecter de la puissance réactive dans le réseau électrique. Ceci est dû à l'intérêt des opérateurs de réseaux à génération distribuée d'augmenter la stabilité, fiabilité et qualité de l'onde de leur réseau à partir des sites de génération. Certaines études iront même jusqu'à injecter une compensation de courants harmoniques à travers le rotor de la machine afin d'améliorer la qualité de l'onde des réseaux électriques.

Il n'est pas clair aujourd'hui que la MADA pourrait être commandée à l'aide d'un algorithme simple, indépendant des paramètres de la machine, sans capteur de position, tout en permettant à l'éolienne d'améliorer la qualité de l'onde du réseau électrique auquel elle est connectée. Il n'est pas non plus certain que la simulation d'un système aussi complexe serait suffisante afin de valider de nouvelles théories et applications.

Nous voici donc confronté aux objectifs de notre travail. Il consistera à explorer différentes techniques de commande de la MADA en laboratoire jusqu'à ce que la méthode choisie ne dépende plus d'aucun paramètre de la machine, ni de l'utilisation d'un capteur de position.

De plus, cette technique devra être très robuste et permet d'utiliser le convertisseur d'énergie côté réseau électrique afin de compenser n'importe quelle perturbation des courants qui pourraient être occasionnée par une charge non linéaire - non balancée connectée au réseau. Afin de valider le nouveau système, nous devons :

- Procéder à des simulations détaillées à l'aide de Matlab Simulink et SIMPOWERSYSTEMS en préparation à l'implantation en laboratoire.
- Concevoir et fabriquer des modules de conversion d'énergie d'environ 1kW.
- Contrôler les modules à l'aide de processeurs numériques de signaux discrets programmés en langage C permettant une opération complètement embarquée dite « embedded ».
- Concevoir et fabriquer des cartes d'acquisition de tensions et courants
- Émuler une authentique éolienne à l'aide de Matlab Simulink, d'une carte d'interface, d'un ensemble entraînement - machine à courant continu et d'une MADA.

Le mémoire sera divisé en six chapitres permettant de suivre la démarche poursuivie tout au long de notre travail. Dans le premier chapitre, nous passerons en revue les connaissances de bases de l'énergie éolienne ainsi que les techniques et technologies existantes nécessaires à la réussite du travail. Au deuxième chapitre nous étudierons les technologies d'éoliennes, plus particulièrement en détail celle avec la MADA. L'étude détaillée de la représentation électrique sera le tremplin vers les chapitres 3 et 4 portant spécifiquement sur la commande de la MADA. Le chapitre 3 porte sur la commande vectorielle de la MADA, plus spécifiquement celle avec orientation du flux statorique. Cette technique est bien connue de la littérature, plus particulièrement pour sa dépendance aux paramètres du système. Elle sera néanmoins un outil de familiarisation et de comparaison pour les techniques avancées du chapitre suivant. Dans le chapitre 4 nous aborderons d'abord la technique de commande directe du couple et du flux, mieux connue sous l'abréviation DTC qui signifie Direct Torque Control. Les difficultés techniques et la dépendance des paramètres motiveront la recherche vers une solution universelle sans capteur de position que nous appellerons commande directe de la puissance active et réactive. Au chapitre 5, nous sélectionnerons la technique

optimale de commande du filtre actif parallèle et procéderons à sa vérification. Cette étape est essentielle puisque la fonction primaire du filtre sera de maintenir la tension du bus de tension continue constante requise par l'entraînement électrique en plus de s'acquitter de l'amélioration de la qualité de l'onde du réseau. Finalement, au chapitre 6, nous modéliserons l'éolienne à l'intérieur de Matlab, introduirons les techniques de commande de la vitesse optimale et procéderons à la connexion avec un réseau électrique alimentant une charge non linéaire, réactive et non balancée dans le laboratoire.

Pour chaque chapitre, lorsque nécessaire, nous présenterons et analyserons les résultats de simulations et ceux expérimentaux obtenus en laboratoire en plus de discuter des problèmes rencontrés et solutions.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

1.1 Introduction

Le Québec ne fait pas exception du reste du monde, ses besoins en énergie augmentent, plus particulièrement en électricité, et il aimerait bien augmenter ses revenus en exportant des surplus à l'ouest et au sud (Hydro-Québec, 2006). Aussi, les projets d'approvisionnement basés sur des combustibles fossiles ne font plus l'unanimité et c'est pourquoi nous avons vu apparaître au cours des cinq dernières années de plus en plus de parcs éoliens.

Le Québec possède d'ailleurs un important potentiel éolien. Il est estimé que nous pourrions couvrir plus de 20% de nos besoins en électricité seulement avec l'éolien (Canada, 2008). De plus, il est bien connu que l'hydro-électricité et l'énergie éolienne sont de parfaits compléments ce qui favorise l'ouverture de la société d'état à l'intégration de cette nouvelle ressource abondante (Førsund, 2007). Seulement, il existe toujours une incertitude quand à la capacité totale maximale pouvant être intégrée sur les réseaux (Canada, 2006).

Il existe deux types d'éoliennes parmi celles à axe horizontal : vitesse constante et vitesse variable. Ce type d'éolienne peut être facilement installé sur la terre comme en mer, là où le vent est plus fort et assidu. La caractéristique aérodynamique naturelle des éoliennes pourra être exploitée efficacement si la technologie permet la vitesse variable de la rotation des pales. En effet, les études démontrent qu'un gain supplémentaire de 5 à 15 % de production en énergie est associé à l'exploitation à vitesse variable (Carlin, Laxson et Muljadi, 2003). De plus, cette technologie permet de réduire considérablement le stress mécanique, le bruit acoustique et offre un contrôle précis sur la puissance générée. Nous retrouvons aujourd'hui au Québec des éoliennes avec une impressionnante capacité de production variant entre 0.8 et 3.5 MW. Ces éoliennes utilisent parfois des générateurs synchrones mais plus souvent encore, des MADA (CANWEA, 2008).

Aujourd'hui, la plupart des nouveaux sujets de recherche traitent des moyens de mitigations des régimes transitoires et du décrochage électrique associés aux fluctuations rapides de la tension, technologie mieux connue sous l'expression anglophone « fault ride-through ». En effet, la MADA possède généralement une paire de pôles amortis qui oscillent à une fréquence près de celle du réseau électrique causant des oscillations des courants rotoriques en plus d'occasionner des surtensions sur le bus de tension continue (Petersson, Harnefors et Thiringer, 2005).

Cependant, les options de recherche permettant de doter l'éolienne à MADA de fonctionnalités innovatrices tels le support en puissance réactive, la dépollution harmonique et le balancement des courants du réseau électrique côté charge sont toujours ouvertes et inexploitées, ce qui attirera notre attention afin d'ajouter une contribution dans notre travail.

1.2 Motivation pour la MADA et les filtres actifs

Inventée par Dolivo-Dobrovolsky en 1889, la MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné qui était alors alimentée uniquement par le stator. Ce n'est que plus tard que l'on tira avantage de l'accès au rotor grâce à des bagues collectrices disponibles sur l'axe mécanique de la machine permettant de contrôler la puissance de glissement pour les régimes caractéristiques hypo et hypersynchrone aussi bien en mode moteur que générateur. Cependant, les entraînements à courant continu ont offert par la suite des performances nettement supérieures à l'époque et elle a donc été mise de côté jusqu'à l'arrivée de la commande vectorielle au début des années 1970 par F. Blaschke (Casadei et al., 2002; Fitzgerald, Kingsley et Umans, 2003; Sawa et Kume, 2004). Il a été alors bien établi que la commande vectorielle par orientation de flux de la machine asynchrone à rotor à cage présentait une solution attirante afin d'obtenir de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Cette solution demeure aussi attirante dans le cas de la MADA aussi bien en fonctionnement moteur que générateur. En effet, la commande par orientation de flux est encore aujourd'hui un moyen intéressant de surmonter les non

linéarités retrouvées dans le modèle de la machine en offrant le découplage du flux et du couple.

En fonctionnement générateur, la MADA convient mieux pour la génération d'électricité à fréquence constante pour les entraînements à vitesse variable. Un des avantages unique à la MADA est que le circuit du rotor peut être piloté par un convertisseur de fréquence (puissance) relativement faible par rapport à la puissance nominale de la machine. Ce dernier aura une puissance nominale proportionnelle à la puissance de glissement, c'est-à-dire à la fraction de la variation de vitesse synchrone qui est généralement de 20 à 30 %. Ceci réduit considérablement les coûts de fabrication, la taille des filtres requis ainsi que les pertes de conversion. De plus, la technologie de la MADA est mature, robuste et fiable ce qui la rend parfaite pour des applications à grandes puissances, encore aujourd'hui en avant des nouvelles machines synchrone à aimants permanents (Polinder et al., 2006).

Récemment, la tendance de la recherche est à l'étude de l'intégration et de l'interaction des éoliennes avec le réseau électrique en tenant compte de leurs problèmes de fonctionnement en présence de pollution électrique (Petersson et al., 2005). Cette tendance survient suite aux préoccupations des opérateurs de réseaux électriques à continuellement améliorer la stabilité et la fiabilité de leurs installations tout en intégrant de plus en plus d'éoliennes. Spécialement dans le cas de l'éolienne avec MADA, il existe vraiment un défi important afin de maintenir l'éolienne (ou le parc éolien) connecté au réseau lorsque ce dernier est perturbé ou pollué (Carlin, Laxson et Muljadi, 2003). Nous retrouvons aussi dans la littérature plusieurs travaux portant sur l'apport en puissance réactive supplémentaire (Tapia, Tapia et Ostolaza, 2006), le support à la régulation de tension (Hughes et al., 2005) et fréquence (Anaya-Lara et al., 2006) ainsi qu'à la protection des convertisseurs d'énergie (Sun, Chen et Blaabjerg, 2005). Déjà, nous avons vu apparaître au cours des deux dernières années des dispositifs optionnels offerts par les plus grands manufacturiers d'éoliennes permettant entre autre de maintenir l'éolienne connectée au réseau lors d'un défaut électrique pendant quelques dizaines de millisecondes (Piwko et al., 2005; Saylor, 2006). Or, il existe un aspect très important, largement négligé par les groupes de recherche, dans lequel nous pourrions utiliser le

convertisseur côté réseau afin de mitiger des problèmes liés à la qualité de l'onde et ce sans déranger le fonctionnement normal de la MADA. Cette caractéristique soulève à notre égard beaucoup d'intérêt puisque la qualité de l'onde des réseaux électriques est un état très susceptible de compromettre la stabilité des réseaux, leur rendement et pourrait même engendrer les problèmes et conséquences suivantes :

- Tensions et courants de lignes non balancés et harmoniques.
- Transport inutile de puissance réactive et harmonique impliquant des pertes supplémentaires dans les transformateurs et lignes de transport, un surdimensionnement des installations et une réduction de la marge de stabilité.
- Résonance et papillotage.
- Oscillations harmoniques entre les charges, clients et le réseau.
- Génération de courants non balancés par l'éolienne due à la distorsion de tension ce qui implique des oscillations de couple ainsi que du stress mécanique pouvant endommager la machine et les installations.
- Déconnexion de l'éolienne (ou du parc éolien) et des charges.
- Risques d'îlotage.

Les problèmes de la qualité de l'onde sont donc très importants lorsque l'on tente d'intégrer de l'énergie éolienne à un réseau. Ceci est encore plus critique dans le contexte où il y a de plus en plus de charges non linéaires connectées aux réseaux tels les alimentations à découpage et les entraînements à vitesses variables de grande puissance. Notre étude de la littérature nous informe que seulement un groupe de chercheurs s'est intéressé à utiliser l'équipement disponible dans l'éolienne à MADA afin de mitiger des problèmes de qualité de l'onde (Abolhassani, Prasad et Toliyat, 2004). Ils proposent d'utiliser le convertisseur côté rotor afin d'injecter des courants de compensation harmonique et réactif à travers la machine vers le réseau. Cependant, il ne nous apparaît pas clair quelles seront les conséquences de cette pratique à long terme sur la MADA, ni comment la machine se comporterait s'ils avaient décidé d'injecter des courants non balancés à la fréquence fondamentale. De plus, cette technique, en plus de la commande vectorielle utilisée, dépend largement des

paramètres de la machine, ce qui n'est pas souhaitable. Nous sommes plutôt d'avis que la MADA doit être utilisée seulement pour ce qu'elle a été conçue, c'est-à-dire de fournir uniquement de la puissance active au réseau. Ce constat permet d'orienter les deux parties centrales de notre travail : Le développement de la commande du convertisseur côté réseau afin de mitiger les problèmes de qualité de l'onde et d'étudier les techniques de commande de la MADA afin d'obtenir une indépendance complète aux paramètres de la machine et ce sans capteur de position. Nos systèmes doivent être complètement indépendants de sorte que le filtre actif doit être fonctionnel et ce même si il n'y a aucun apport d'énergie éolienne.

1.3 Méthodes de contrôle du filtre actif parallèle

La fonction première du convertisseur d'énergie coté réseau électrique à la Figure 1.1 est de maintenir le bus de tension continue constant en s'acquittant des échanges de puissance active entre le rotor et le réseau. Deuxièmement, nous aimerions être en mesure de contrôler le facteur de puissance du filtre afin d'opérer l'éolienne avec un facteur de puissance unitaire, ou encore d'être en mesure de compenser pour toute puissance réactive qui serait transportée par le réseau électrique. Troisièmement, si une charge connectée au réseau engendrait de la pollution harmonique, le convertisseur devra être en mesure d'injecter la partie harmonique des courants de sorte que seulement la partie fondamentale sera transportée par le réseau. Pour ce faire, le convertisseur devra avoir une réponse en fréquence suffisante et ceci implique une fréquence de commutation égale à au moins dix fois la plus haute harmonique à compenser afin de bien la reproduire avec peu de distorsion. De plus, si la charge était non balancée, il en résulterait des chutes de tensions non balancées sur la ligne de transport ce qui conduirait à un mauvais fonctionnement du générateur. Nécessairement, le convertisseur devra donc aussi être en mesure de balancer les courants du réseau électrique.

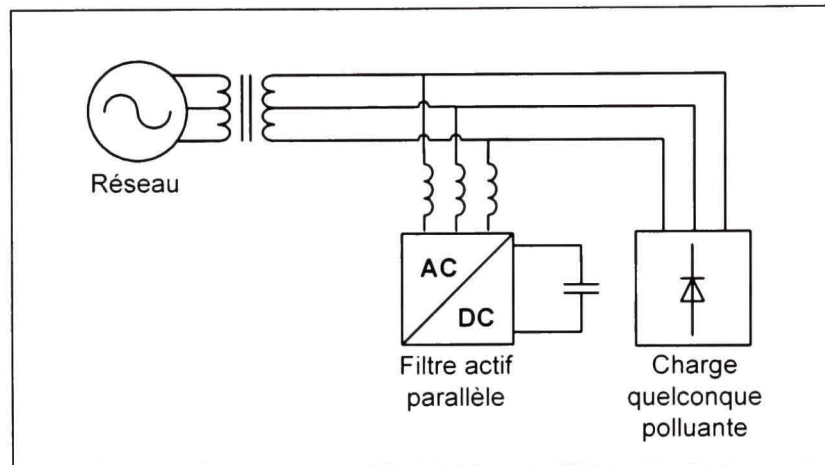


Figure 1.1 Branchement typique simplifié d'un filtre actif parallèle à un réseau électrique.

D'abord, nous devons déterminer quelles seront les caractéristiques d'opération de notre convertisseur compte tenu de ses fonctions et de son environnement de fonctionnement. Il devra entre autre :

- Être capable de modifier le facteur de puissance sans consommer de puissance active supplémentaire pour s'affranchir de ses fonctions.
- Être contrôlé comme une source de courant avec une technique de commande qui devra être relativement simple.
- Être insensible à la distorsion de tension du réseau.
- Ne pas occasionner de résonance avec un second convertisseur dos à dos ou tout autre composante du réseau comme nous le verrons au chapitre 6.
- Être facilement couplé avec d'autres convertisseurs partageants des fonctionnalités similaires afin d'augmenter la capacité de compensation.
- Être facile d'installation ou ne nécessiter que de légères modifications aux convertisseurs conventionnels retrouvés dans les éoliennes à MADA.
- Être fonctionnel même lorsque l'éolienne ne produit aucune énergie.

Parmi les options de configuration deux choix s'offrent à nous, le filtre parallèle simple et le filtre parallèle hybride. De plus, il existe plusieurs techniques de contrôle que nous pourrions regrouper sous deux familles distinctes : les compensations dans le domaine temporel et

celles dans le domaine fréquentiel. Les techniques dans le domaine temporel sont très variées mais se rejoignent en un point, elles utilisent tous des filtres dans le but d'extraire, à partir des quantités devant être compensées, les quantités de référence de compensation. Parmi les plus populaires nous retrouvons celles basées sur :

- La transformation vers un référentiel arbitraire ou synchrone « d-q » (Bhattacharya et al., 1998; Bhattacharya et al., 1996).
- La théorie des puissances instantanées « p-q » (Akagi, Yoshihira et Akira, 1984).
- Les contrôleurs résonnants (Fukuda et Endoh, 1995).
- La génération des courants de référence via la commande de charge du bus de tension continue (Singh, Chandra et Al-Haddad, 1998).

De son côté, la compensation dans le domaine fréquentiel repose sur l'analyse spectrale des quantités d'intérêt de manière à extraire les quantités de compensation (Choe et Park, 1988). Elle nécessite une fenêtre d'échantillonnage proportionnelle à la bande passante du système ce qui entraîne un temps de réponse plus long que les techniques instantanées du domaine temporel et requiert la solution d'équations différentielles complexes. Elle ne sera donc pas retenue dans notre choix de la technique de compensation. L'étude de la littérature nous apprend que les techniques de contrôle du courant basées sur la théorie des référentiels synchrones donnent d'excellents résultats en régimes transitoire et permanent et permettent entre autre de :

- Séparer et contrôler indépendamment les différentes composantes de compensation telles : la portion harmonique, réactive et non balancée.
- Limiter la puissance maximale totale de compensation.
- Fonctionner normalement même en présence de distorsion de la tension.

Cependant, afin d'extraire les courants de compensation, elle nécessite l'implantation et la syntonisation de plusieurs filtres passe-bas idéalement d'ordres élevés, des transformations de référentiel ainsi que l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase. Ceci pourrait

éventuellement être un problème lors de l'implantation en laboratoire compte tenu des ressources relativement limitées.

La technique de génération des courants de référence via la commande de charge du bus de tension continue est aussi très intéressante. Elle est beaucoup plus simple puisqu'elle ne nécessite aucun filtre, ni transformation de référentiel, ni boucle à verrouillage de phase. Elle a cependant l'inconvénient d'être plus sensible à la distorsion de tension du réseau électrique et ne permet pas un contrôle individuel des composantes de compensation.

Notre étude nous informe aussi que le choix d'un filtre parallèle simple permettra assurément de rencontrer nos objectifs d'implantation et de fonctionnement, nécessitera moins de composantes réactives, moins de circuits de protection et il sera moins susceptible d'engendrer des oscillations harmoniques. De plus, l'espace à l'intérieur de l'éolienne est très restreint, ce qui pourrait compliquer l'installation des composantes additionnelles requises.

1.4 Méthodes de contrôle de la MADA

La MADA est parfaitement contrôlable si le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor à l'aide d'électronique de puissance tel que présenté à la Figure 1.2.

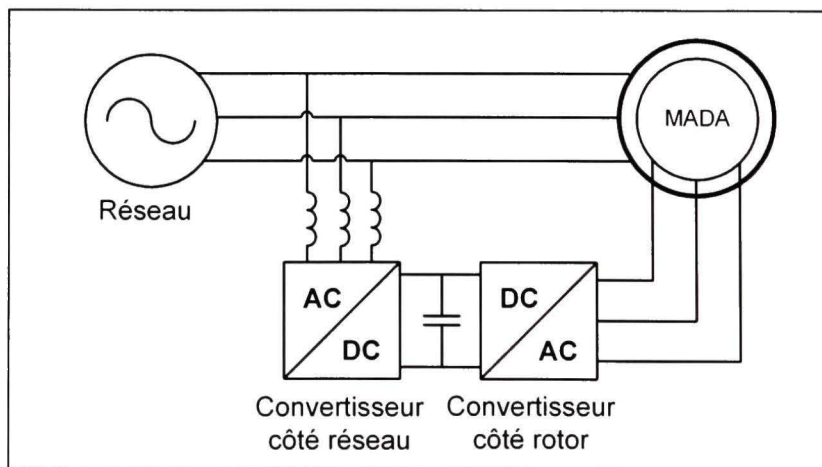


Figure 1.2 Branchement typique simplifié des convertisseurs électriques à la MADA.

Puisqu'elle peut fonctionner en mode moteur et générateur aux vitesses hypo et hypersynchrone, nous avons à distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine où le stator est connecté directement au réseau. Lorsque la MADA fonctionne en moteur hyposynchrone, de la puissance doit être extraite du rotor. Cette puissance est appelée puissance de glissement et pourra être récupérée par l'entraînement pour être réinjectée au réseau. Si la vitesse augmente au dessus de la vitesse synchrone elle fonctionnera en mode hypersynchrone et la puissance de glissement sera absorbée par le rotor. Lorsqu'elle fonctionne comme générateur, la puissance de glissement sera simplement de signe opposé au fonctionnement moteur pour les modes hypo et hypersynchrone. Puisque le stator est directement connecté au réseau, la vitesse synchrone de la machine est fixée par la fréquence des tensions au stator. Cependant, comme nous le constaterons au chapitre 2, à l'opposé de la machine asynchrone à cage, il existe théoriquement une infinité de points d'opérations couple-vitesse ce qui permet le fonctionnement à couple-vitesse variable dans les quatre quadrants.

Il existe essentiellement deux familles distinctes de techniques afin de contrôler la MADA. La première est apparue grâce aux travaux de R. H. Park dans les années 1920 dans lesquels il introduit un changement des variables (tensions, courants ou flux) du stator d'une machine synchrone vers un système d'axe en rotation synchrone avec le rotor. Ce changement de variable a eu pour conséquence d'éliminer les inductances variables dans le temps des équations dynamiques de la machine et est bien connu de tous aujourd'hui sous le nom de système référentiel rotorique. Nous pouvons affirmer que cette révolution est à l'origine de la commande vectorielle des machines électriques. Elle se caractérise par un découplage du couple et du flux ce qui permet aujourd'hui, grâce à l'avancement de l'électronique de puissance, de remplacer les entraînements à courant continu par des entraînements de hautes performances à courant alternatif. Il existe une grande quantité de variantes à la commande vectorielle, particulièrement quant au choix du référentiel utilisé. La commande vectorielle s'appuie fortement sur une connaissance approfondie du modèle de la machine électrique ainsi que sur des hypothèses théoriques telles que :

- Les enroulements de la machine sont équilibrés.
- La distribution de flux est sinusoïdale.
- Il n'y a pas de saturation magnétique.
- Les pertes fers sont nulles.

Elle nécessite, inévitablement, une bonne connaissance de la variable à contrôler, en particulier, le flux de la machine. Ce dernier devra être estimé à partir de quantités mesurées telles les courants, tensions, vitesse et position du rotor de la machine ou directement dérivé à l'aide de capteurs à effet de Hall placés dans l'entrefer de la machine. En utilisant la transformation de Park, les courants, tensions, flux ou autres variables d'intérêt peuvent être représentés dans un référentiel tournant ou stationnaire commun, ce qui permet de calculer des grandeurs telles que le flux à partir de variables oscillant à des fréquences différentes comme les courants du rotor et stator. De plus, suivant l'orientation du référentiel commun, les variables sinusoïdales peuvent être transformées en variables continues en régime permanent permettant l'application de techniques de régulation linéaires simples. Une fois les signaux de compensation générés, les variables seront transformées à nouveau vers le référentiel d'origine où interviendra la modulation des interrupteurs de puissance. Il est à noter que le développement de la commande vectorielle appliquée à la MADA remonte à 1981 où l'on utilisait alors des convertisseurs à thyristors en source de courant afin de contrôler les courants du rotor de la machine (Yamamoto et Motoyoshi, 1991).

La commande vectorielle occupe aujourd'hui une place très importante dans l'industrie si bien qu'il est indispensable de l'inclure dans notre travail. Parmi les référentiels de travail possibles nous retrouvons ceux liés au flux rotorique (De Doncker et Novotny, 1994), statorique (Muller, Deicke et De Doncker, 2002; Pena, Clare et Asher, 1996), d'entrefer (Shen, Low et Ooi, 1991; Yamamoto et Motoyoshi, 1991), du réseau électrique (Petersson, Thiringer et Harnefors, 2004), etc. Les variables pouvant être contrôlées s'étendent des courants-tension rotoriques-statoriques en passant par la vitesse, le couple, les flux et les puissances actives-réactives. La littérature nous apporte aussi beaucoup de solutions applicables à la commande vectorielle afin d'estimer les variables à contrôler lorsqu'elles ne

sont pas directement accessibles, ou lorsque l'on désire réduire le nombre de capteurs nécessaires à la commande. Par exemple, la mesure de la vitesse nécessite l'installation d'un capteur électromécanique qui pourrait éventuellement compliquer l'installation de la machine, l'entretient et pire encore, s'endommager facilement compromettant ainsi la fiabilité de l'entraînement. Une fois de plus, la littérature rapporte plusieurs techniques telles l'estimation des paramètres basée sur les équations en régime permanent (Hopfensperger, Atkinson et Lakin, 2000) , la représentation d'état dynamique de la machine (Longya et Wei, 1995), les observateurs à ordres multiples et réduits (Hinkkanen et Luomi, 2004), les observateurs à glissement (Galindo, Cotorogea et Biel, 2006), les modèles de référence adaptatifs (Cardenas et al., 2005), les filtres de Kalman et Kalman étendus (Young-Real, Seung-Ki et Min-Ho, 1994), les réseaux de neurones et la logique floue (Lopez et al., 2006) ainsi que la détection des harmoniques de courant générées par les fentes du rotor (Ferrah, Bradley et Asher, 1992).

La deuxième famille de techniques de commande est basée sur la modulation vectorielle ainsi que des boucles internes de régulation à hystérésis; nous les appellerons les commandes directes. Ces techniques récentes ont fait leur apparition dans les années 1985-1986 sous les noms de « Direct Torque Control » (Noguchi et Takahashi, 1984) et « Direct Self Control » (Depenbrock, 1988). Elles sont capables de contrôler à la fois le flux de la machine ainsi que son couple d'une manière encore plus précise, plus robuste et plus rapide comparativement à la commande vectorielle et ce avec un algorithme de contrôle simplifié et moins dépendant des paramètres de la machine. Appliquées à la machine à cage, ces techniques de commande ne requièrent pas de transformation vers un référentiel tournant arbitraire afin d'éliminer les inductances variables dans le temps. Le découplage du modèle non linéaire de la machine est obtenu essentiellement en utilisant les états des interrupteurs de puissance appliqués. D'une manière similaire à la commande vectorielle, le flux statorique et le couple doivent être estimés (ou mesurés) et utilisés comme retour de commande par le contrôleur. Cependant, à l'opposé de la commande vectorielle, les états des interrupteurs de puissance sont déterminés instantanément par la comparaison des références de flux et couple avec le retour de commande sans recourir à la modulation par largeur d'impulsion. L'erreur sur la commande

est discrétisée en deux ou plusieurs niveaux par un simple comparateur à hystérésis. Une table de référence utilise l'erreur de commande afin de déterminer la combinaison (vecteur de tension) optimale des interrupteurs de puissance en réponse à la commande. La sélection du vecteur optimal requiert la connaissance du secteur dans lequel se trouve le flux statorique. Chaque secteur s'étend sur soixante degrés électrique et encercle chacun des six vecteurs de tension non nuls. Appliqué à la MADA, un changement de référentiel peut être nécessaire afin de calculer ou estimer les variables à contrôler. De plus, puisque nous contrôlons les courants du rotor, nous nous intéressons plutôt à la position (secteur) du flux rotorique. Nous traiterons plus en détail de la commande vectorielle directe au chapitre 4. Il est à noter que le premier entraînement commercial du genre est apparu en 1995 par la firme ABB.

1.5 Support de commande en temps réel

Il existe aujourd'hui une vaste gamme de produits très bien adaptés au contrôle des machines électriques et par-dessus tout, très abordables. Les principaux fabricants de circuits intégrés et d'électronique de puissance se font la compétition si bien qu'il existe des solutions complètes à partir de la lecture des courants et tensions, en passant par le contrôle jusqu'à la connexion à la machine via l'électronique de puissance en un seul circuit intégré pour la plupart des petites machines commerciales régulières. Aussi, ces mêmes fabricants offrent des supports programmables, flexibles, permettant d'adapter la commande à un fonctionnement particulier et même de contrôler des périphériques externes comme le ferait un microcontrôleur. Cependant, notre application n'est pas vraiment conventionnelle et de plus, nous aimerions avoir la possibilité de faire du traitement de signal numérique avancé en temps réel. Pour répondre à nos besoins, il existe des plateformes de développement et de contrôle très puissantes faisant appel à des processeurs numériques de signaux DSP.

Très populaire dans le domaine de l'enseignement et de la recherche, la compagnie dSPACE offre des plateformes de prototypage programmables avec Matlab-Simulink qui possèdent les entrées-sorties analogiques et numériques nécessaires au contrôle d'électronique de

puissance. De plus, l'environnement de programmation est conjoint avec l'environnement de simulation de sorte que le contrôleur développé en simulation peut être immédiatement vérifié sur le matériel en laboratoire. Ceci réduit considérablement le temps de développement et de test associé à un nouveau produit et ne demande que de maîtriser un seul langage de programmation, en l'occurrence Simulink. Par contre, dSPACE offre une liberté de programmation limitée par la librairie et l'agencement des blocs Simulink. De plus, les plateformes sont très dispendieuses (plusieurs milliers de dollars) et le schéma Simulink ne sera pas utile au moment de programmer un DSP discret pour la mise en production commerciale d'un système embarqué.

Une autre solution serait d'utiliser directement un DSP discret programmable en langage C ou assembleur. Malheureusement, cette architecture de contrôle a été délaissée au cours des dernières années au sein de notre groupe de recherche pour faire place à dSPACE. Évidemment, ceci implique une phase de démarrage qui pourrait allonger notre projet. Parmi les compétiteurs, nous soulignons Texas Instrument qui fabrique un contrôleur numérique de signaux appelé « DSC ». Ce contrôleur possède la puissance de calcul d'un DSP avec les périphériques nécessaires au contrôle d'électronique de puissance, exactement comme dSPACE. Il coûte une fraction du prix (cinq cents dollars pour une plateforme de développement), la documentation est abondante, une librairie de fonctions spécialement adaptées au contrôle de machines est disponible ainsi qu'une librairie de fonctions mathématiques sur trente-deux bits. De plus, l'environnement de programmation permet des interactions en temps réel avec le DSC comme l'acquisition et affichage de données, la modification des registres et le contrôleur développé à l'avantage d'être immédiatement prêt pour la production commerciale. À la lumière de ces informations et afin d'aligner le projet vers d'éventuelles applications industrielles, nous pouvons immédiatement rejeter l'utilisation de dSPACE. D'autres solutions à base de matrices de cellules logiques programmable « FPGA » auraient pu être envisagées. Cependant, l'étude préliminaire menée dans le cadre de notre travail nous indique que les niveaux de complexité de programmation et d'implantation par rapports aux gains en flexibilité et en puissance de calcul ne sont pas

suffisamment intéressants pour être retenus comme étant une solution envisageable. Le DSC sera donc l'architecture retenue pour notre travail.

CHAPITRE 2

SYSTÈMES ÉOLIENS ET MACHINES ÉLECTRIQUES

2.1 Introduction

Les turbines éoliennes permettent de transformer l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique qui pourra être convertie par un générateur électrique. Ses composantes ont été soigneusement sélectionnées afin de maximiser la conversion en énergie électrique. Pour ce faire, une compatibilité parfaite devrait être respectée afin de coupler les caractéristiques couple-vitesse de la turbine avec celle du générateur. Ceci pourra être possible si l'éolienne possède entre autre :

- Un moyen de régulation de la puissance mécanique développée tel que l'inclinaison des pales ou le décrochage aérodynamique.
- Un moyen de régulation de la puissance électrique tel qu'un entraînement à couple ou puissance variable.

L'inclinaison des pales est la méthode actuelle de régulation de la puissance aérodynamique lorsque le vent souffle au delà de la vitesse à laquelle la turbine développe sa puissance nominale. En deçà de la vitesse nominale l'éolienne se doit de générer la puissance maximale en utilisant entre autre une vitesse de rotation ainsi qu'un angle d'inclinaison optimaux qui maximisent la conversion d'énergie. Il est également possible de modifier l'angle de face de l'éolienne afin de limiter la conversion d'énergie, nous appelons cette technique « active stall ». Le décrochage aérodynamique, moins efficace, permet naturellement de réduire la puissance mécanique développée grâce au profil de la pale. Lorsque le vent est au dessus de la vitesse nominale, il se produit une diminution de la portance aérodynamique ce qui permet de limiter la puissance maximale et de protéger l'éolienne.

Il existe plusieurs façons de décrire la qualité du vent d'un site éolien. Généralement, la représentation privilégiée par les experts consiste à la décrire en fonction de densité de

probabilité de la vitesse du vent et est généralement représentée par la distribution de Rayleigh (Ackermann, 2005). Par exemple, pour des vitesses moyennes de vents de 5.1, 7.2 et 9.5 m/s, nous obtenons les distributions de la Figure 2.1.

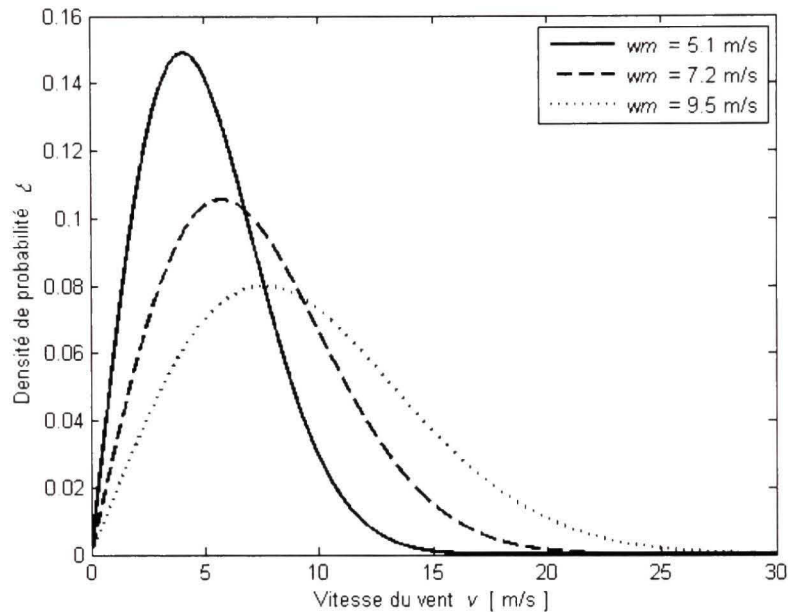


Figure 2.1 Distribution de Rayleigh pour des vitesses de vent moyennes de 5.1, 7.2 et 9.5 m/s.

À titre indicatif, un site avec une vitesse moyenne de vent de 6 m/s est considéré comme exploitable et un site avec une vitesse moyenne de 8 m/s est excellent.

Seule une partie de l'énergie contenue dans le vent pourra être convertie en énergie mécanique par les pales reliées à l'arbre moteur. On calcul la puissance mécanique P_{mec} à l'aide de la relation (2.1) où $C_p(\lambda, \beta)$ est le coefficient de conversion aérodynamique de la puissance du vent P_v (2.2). L'angle β est l'angle d'inclinaison des pales, λ est le quotient de la vitesse de rotation angulaire de l'éolienne Ω par rapport à la vitesse du vent v et du rayon r (2.3), ρ est la densité de l'air et A_r est la surface balayée par les pales. Par exemple, la Figure 2.2 montre le coefficient de conversion pour une éolienne à vitesse fixe en fonction de la vitesse du vent (proportionnelle à λ) et de l'angle d'inclinaison β . Il est à

noter que nous considérons que la puissance mécanique développée par l'éolienne est positive.

$$P_{mec} = \frac{1}{2} \rho A_r C_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (2.1)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = \frac{P_{mec}}{P_v} \quad (2.2)$$

$$\lambda = \frac{\Omega_r r_r}{v} \quad (2.3)$$

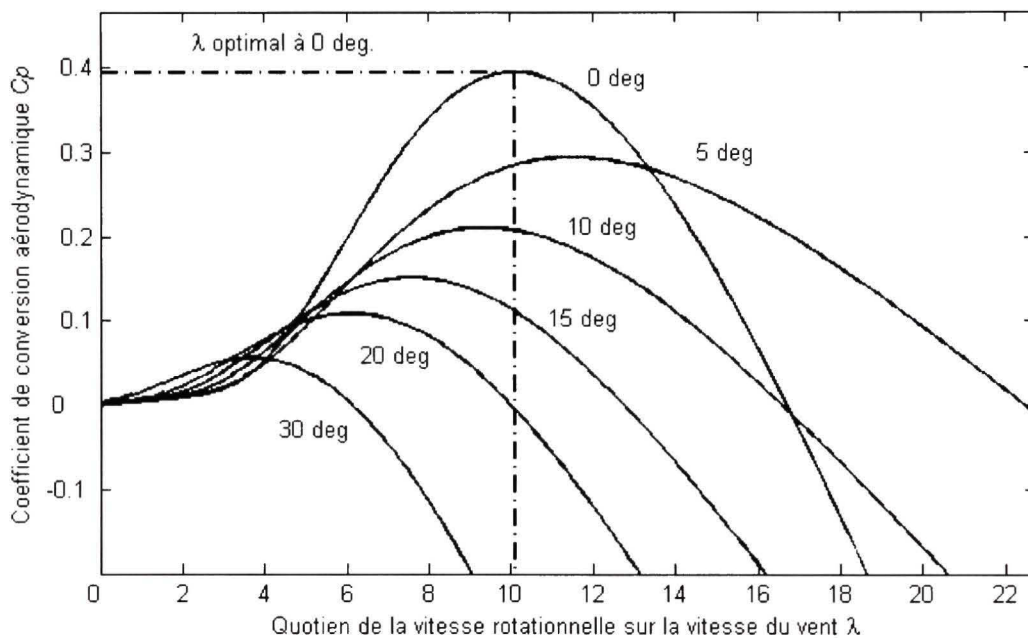


Figure 2.2 Exemple de la variation du coefficient de puissance pour des angles d'inclinaisons variants de 0 à 30 degrés.

Nous remarquons que la valeur maximale atteinte du coefficient est de 0.43, et que cette valeur ne pourra théoriquement jamais dépasser 0.593 selon la loi de Betz.

Les éoliennes peuvent fonctionner à vitesse constante (de l'ordre de 1% de variation) ou à vitesse variable. Pour celles à vitesse constante, le générateur est normalement directement connecté au réseau électrique. Puisque la vitesse synchrone est donnée par la fréquence du réseau, certes non contrôlable, il n'est pas possible d'accumuler sous forme d'énergie

cinétique les turbulences du vent en accélérant la vitesse de rotation de l'éolienne. Donc, pour une éolienne à vitesse constante soumise à des fluctuations rapides du vent, la puissance générée fluctuera à son tour en affectant directement le réseau électrique. Dans le cas d'une éolienne à vitesse variable, le générateur est contrôlé par de l'électronique de puissance ce qui permet d'accélérer au besoin la vitesse de l'éolienne (accumuler de l'énergie) en maintenant la puissance générée constante. Ceci a pour effet de stabiliser l'écoulement de puissance sur le réseau en plus d'augmenter le rendement de l'installation.

De plus, l'étude de la courbe du coefficient de conversion C_p à la Figure 2.2 nous informe qu'il n'existe qu'un seul maximum pour une vitesse de rotation donnée. Par conséquent, si l'on désire opérer l'éolienne au point de conversion optimal, il faudra ajuster sa vitesse de rotation avec celle du vent en tout temps. Ce mode de fonctionnement est appelé poursuite du point d'opération de puissance optimale, mieux connu sous l'appellation anglophone Maximum Power Point Tracking (MPPT) et sera discuté plus en détail au chapitre 6. Puisque la vitesse de rotation des pales est lente, il faudra l'adapter en fonction des caractéristiques du générateur ainsi que de la fréquence du réseau. Ceci peut être fait de deux façons : à l'aide d'une boîte de vitesse mécanique ou en utilisant une grande machine multipolaire.

2.2 Modèle mécanique de l'éolienne

Il est bien établi dans la littérature que l'utilisation d'un modèle mécanique incluant la rigidité de l'axe mécanique est essentiel afin d'obtenir une représentation fidèle du comportement mécanique oscillatoire lors de transitoires (Ackermann, 2005). Cette affirmation est d'autant plus vraie lorsque l'on s'attarde au comportement des éoliennes à vitesse constante où la machine électrique est directement connectée au réseau comparativement aux éoliennes à vitesse (couple) variable. En effet, le contrôle indépendant du couple par rapport à la vitesse de rotation de l'éolienne ainsi que par rapport à la tension ou la fréquence du réseau permet d'exercer un découplage qui amorti les perturbations à hautes fréquences. La basse vitesse de rotation des masses s'effectue généralement à l'aide d'axes à rigidité relativement faible de sorte qu'ils introduiront des modes résonants

perturbateurs dans le système. Quant au boîtier mécanique ainsi que les axes tournant à grande vitesse, ils pourront être négligés (rigidité infinie) puisque leur fréquence de résonance est généralement en dehors de celles traitées par les logiciels de simulation. C'est pourquoi, dans la plupart des études sur les éoliennes qui ne s'intéressent pas aux modes vibratoires à haute fréquence mécanique mais plutôt à l'interaction des modes à basse fréquence avec le réseau électrique. Le modèle mécanique à deux masses (éolienne et machine) sera donc privilégié. Compte tenu de la faible puissance de notre installation, que les conditions d'opérations sont bornées, que les paramètres d'inertie et de rigidité sont inconnus, que nous avons en notre possession que très peu de moyens de les évaluer et que notre étude ne s'intéresse pas aux modes électriques, nous simplifierons le modèle mécanique de sorte que seule l'inertie combinée de la machine et de l'éolienne sera considérée. Par conséquent, le couple développé par l'éolienne est exprimé en (2.4) alors que l'équation dynamique du système éolienne et machine combinée est donnée en (2.5) où l'on considère l'effet du ratio du boîtier d'engrenage en (2.6) et la friction en (2.7).

$$T_{mec} = \frac{1}{2} \rho A_r C_p (\lambda, \beta) v^2 \quad (2.4)$$

$$T_{mec} = J \frac{d\omega_m}{dt} + T_f + T_e \quad (2.5)$$

où

$$\omega_m = n_g \Omega \quad (2.6)$$

et

$$T_f = F \omega_m \quad (2.7)$$

L'équation différentielle du système est déduite à partir de la relation (2.61).

$$\omega_m(s) = \frac{1}{Js + F} (T_{mec}(s) - T_e(s)) \quad (2.8)$$

2.3 Éoliennes à vitesse fixe

Les éoliennes à vitesse fixe tel que représentée à la Figure 2.3 utilisent généralement une simple machine asynchrone à cage d'écureuil qui sera connectée directement au réseau électrique.

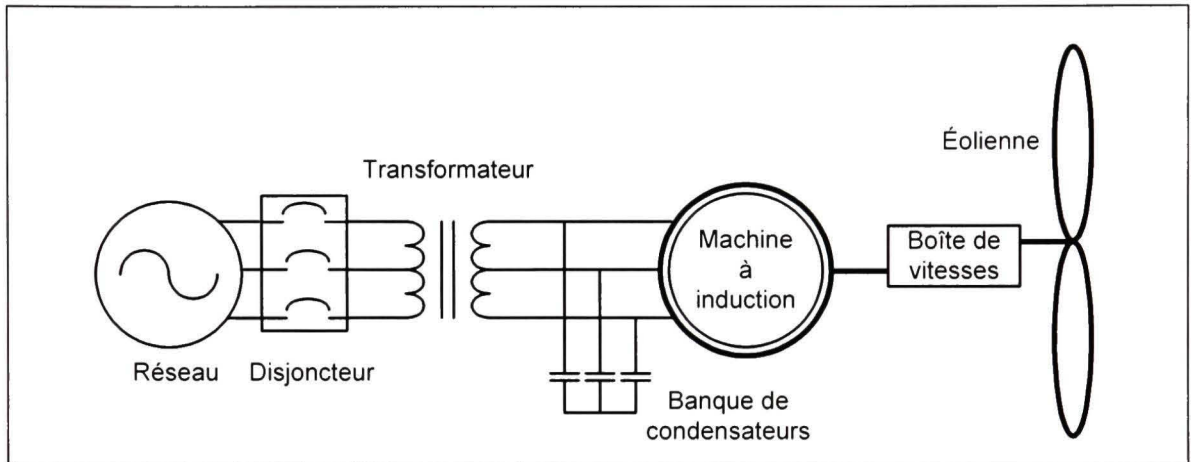


Figure 2.3 Branchement typique d'une éolienne à vitesse fixe à un réseau électrique.

Afin de coupler la basse vitesse de l'éolienne à la haute vitesse hypersynchrone de la machine, on utilise une boîte de vitesses calibrée en fonction de la vitesse de rotation optimale de l'éolienne, du nombre de pôles électriques et de la fréquence du réseau. De plus, il est possible d'utiliser un générateur avec des bobinages série et parallèle afin de modifier le nombre de pôles et la puissance nominale. Ceci permettra une meilleure capture aérodynamique de la puissance ainsi qu'une réduction des pertes de magnétisation à basse puissance.

2.4 Éoliennes à vitesse variable

Les éoliennes à vitesse variable utilisent toutes des convertisseurs d'énergie afin d'adapter la fréquence du générateur avec celle du réseau. Elles utilisent pour la plupart des boîtes de vitesses et certaines de grandes machines multipôles. Tel que mentionné au sous-chapitre 1.1, elles sont capable d'effectuer la poursuite MPPT ce qui leur permet d'être de 5 à 15 % plus efficace qu'une éolienne à vitesse fixe en plus de contrôler leur production électrique, ce qui

améliore l'écoulement de puissance sur le réseau. Leur inconvénient est qu'elles nécessitent toutes des convertisseurs de puissance électroniques ainsi que les filtres passifs requis pour assurer la qualité de l'onde courant - tension. Nous discuterons plus en détails de la manière avec laquelle la poursuite MPPT sera effectuée au sous-chapitre 6.2.1.

2.4.1 Avec MADA

Telle qu'introduite au chapitre 1.2, la MADA est une machine asynchrone où le stator est directement connecté au réseau électrique alors que les enroulements du rotor sont connectés à un convertisseur de puissance via des bagues collectrices sur l'arbre du moteur. Elle requiert une boîte de vitesse afin d'adapter la vitesse de l'éolienne à celle de la machine puisque que les MADA ont un nombre de pôles variant entre quatre et six. Son avantage unique est que le convertisseur de puissance est réduit à une fraction de la puissance nominale du générateur égale à la puissance de glissement, proportionnelle à $\Delta\omega_r$. Même si la vitesse de synchronisme ω_s est imposée par la fréquence des tensions du réseau, sa caractéristique couple - vitesse est bien différente d'une machine asynchrone à rotor à cage. En effet, il existe théoriquement une infinité de combinaisons couple - vitesse entre ω_1 et ω_2 ce qui permet à la machine de fonctionner aussi bien comme moteur ou générateur en mode hypo et hypersynchrone tel qu'illustré à la Figure 2.4.

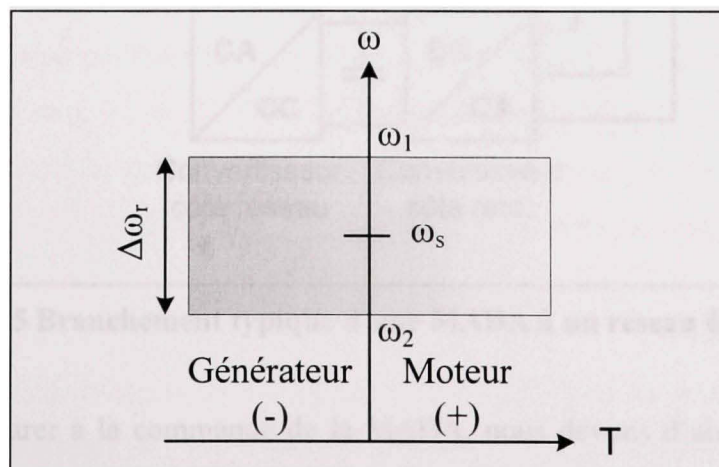


Figure 2.4 Plage de fonctionnement de la MADA.

Le convertisseur de puissance connecté au rotor (côté rotor) partage un bus de tension continue avec un second convertisseur en tous points identique connecté au réseau électrique (côté réseau) via un transformateur tel qu'illustré à la Figure 2.5. Le condensateur permet de découpler les deux convertisseurs et agit comme un réservoir d'énergie afin d'atténuer les perturbations de tension et courant lors des commutations. C'est le convertisseur côté rotor qui permet d'imposer les courants nécessaires afin de contrôler le couple (puissance active) et le flux (puissance réactive) de la machine. Pour sa part, le convertisseur côté réseau s'occupe de maintenir la tension du bus constante en échangeant la puissance active fournie ou absorbée par le rotor avec le réseau électrique. La tension du rotor étant généralement différente de celle du stator, un transformateur est nécessaire afin d'adapter les différents niveaux de tension, nous en discuterons au sous-chapitre 2.4.4.

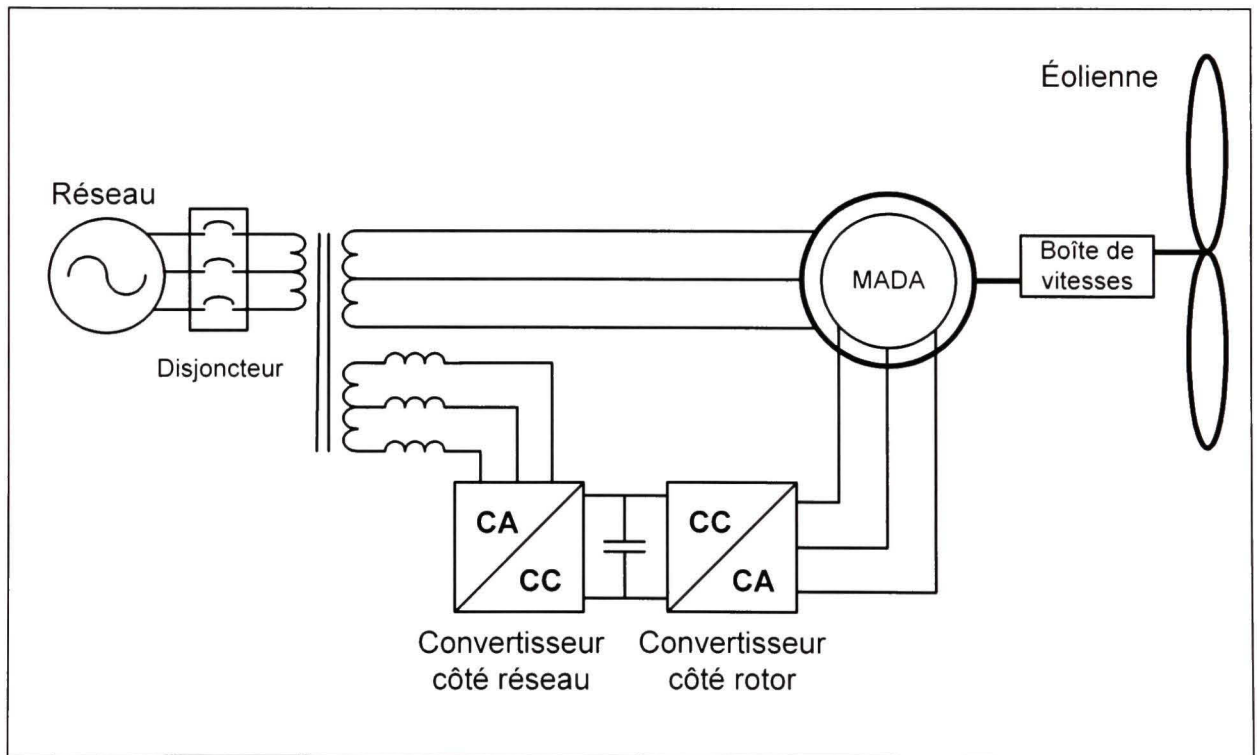


Figure 2.5 Branchement typique d'une MADA à un réseau électrique.

Afin de nous préparer à la commande de la MADA, nous devons d'abord bien établir les équations dynamiques classiques de la machine. À cet effet, nous dériverons les équations de

tension et de flux, introduirons la notation de référentiel et l'appliquons aux équations de la machine.

2.4.2 Circuit équivalent électrique

La première étape consiste à déterminer les relations qui unissent les paramètres de la machine aux équations de tensions, flux et courants dans le temps. Il est possible de représenter la machine à induction symétrique triphasée à trois fils à l'aide du schéma à la Figure 2.6.

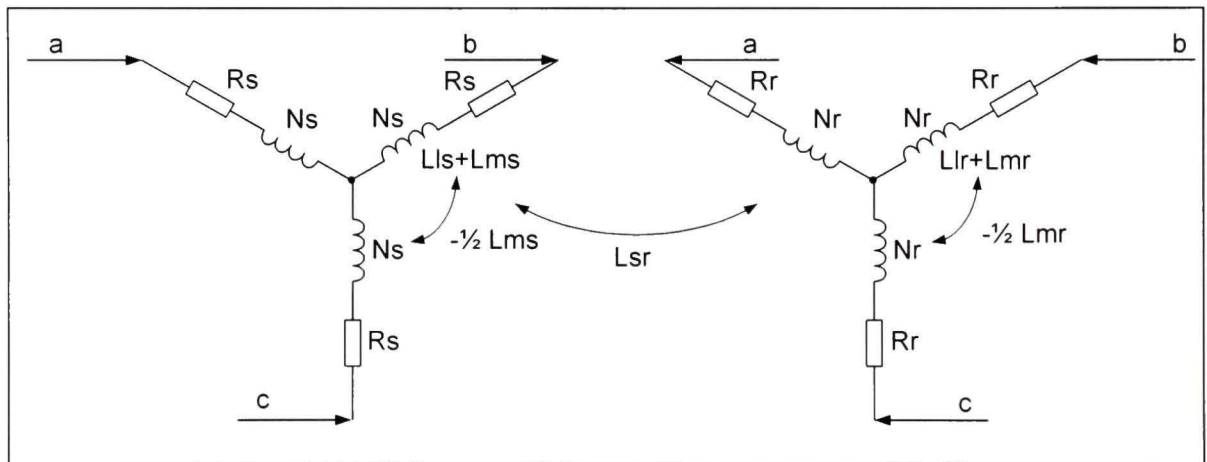


Figure 2.6 Disposition simplifiée des enroulements dans la machine à induction.

Le stator est représenté par trois bobines de N_s tours de fil et de résistance R_s , de la même façon pour le rotor avec N_r et R_r . Cette représentation assume que les enroulements sont symétriques, identiques et distribués sinusoïdalement dans la machine, c'est-à-dire que la densité du flux des pôles est distribuée sinusoïdalement. De plus, ce circuit présume qu'il y a absence de saturations et de pertes magnétiques.

Généralement le fonctionnement de la machine est décrit à l'aide du modèle de la machine à induction à cage d'écureuil. À l'application d'une source de tension alternative aux bornes du stator, un courant commence à circuler dans les enroulements et ceci engendre une force magnétomotrice qui tourne dans l'entrefer de la machine à la vitesse imposée par la

fréquence de la source et le nombre de pôles dans la machine. On entend par nombre de pôles P_p le nombre de paires d'enroulements par phase de la machine afin de simplifier les notations mathématiques.

Dans la machine asynchrone à cage, que se soit en mode moteur ou générateur, la vitesse du rotor est toujours différente de celle de la force magnétomotrice rotative au stator et par conséquent, il y aura induction de courants symétriques dans les enroulements virtuels du rotor. À la vitesse synchrone ω_e , c'est-à-dire lorsque le rotor tourne à la même vitesse que la force magnétomotrice, il n'y a aucune induction et par conséquent, aucun couple n'est produit. Pour les vitesses autres que la vitesse synchrone, la différence de vitesse entre le champ tournant et le rotor se nomme la vitesse de glissement ω_g permettant de calculer le glissement g en (2.9).

$$g = (\omega_e - \omega_r) / \omega_e = \omega_g / \omega_e \quad (2.9)$$

La vitesse de glissement permet l'induction des courants dans la cage du rotor et le couple est le résultat du produit de la force magnétomotrice du stator et de celle induite dans le rotor. Les pôles magnétiques induits dans le rotor glissent à la surface du rotor, synchronisés avec les pôles du stator. Les courants induits dans le rotor oscillent à la fréquence de glissement alors que le rotor tourne à la vitesse équivalente électrique ω_r calculée à partir de la vitesse de rotation mécanique ω_m en (2.10)

$$\omega_r = P_p \cdot \omega_m \quad (2.10)$$

Les équations dynamiques de la machine asynchrone s'écrivent ainsi à partir de la Figure 2.6 précédente où λ_{is} et λ_{ir} pour $i = \langle a, b \text{ et } c \rangle$ est le flux total de chaque enroulement.

$$v_{is} = r_s \cdot i_{is} + s \cdot \lambda_{is} \quad v_{ir} = r_r \cdot i_{ir} + s \cdot \lambda_{ir} \quad (2.11)$$

où la matrice des résistances statoriques et rotoriques s'écrit de la manière suivante :

$$R = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Les équations de flux en fonction du courant s'obtiennent à partir de la matrice des inductances maintenant à définir. Cette matrice comporte trente-six coefficients non nuls dont la moitié dépend de l'angle θ_r , position électrique de la phase « a » du rotor par rapport à la phase « a » du stator et se calcule à partir de l'angle θ_m équivalent au déplacement mécanique réel en (2.13).

$$\theta_m = \frac{\theta_r}{P_p} \quad (2.13)$$

Cette matrice est composée :

- De l'inductance propre de chaque enroulement.
- De l'inductance mutuelle entre chaque enroulement.
- De l'inductance mutuelle entre un enroulement du stator et rotor, égale à l'inductance mutuelle entre celle du rotor et stator.

L'inductance propre d'un enroulement est le rapport du flux totalisé de cet enroulement et du courant qui y circule, lorsque les autres enroulements ne sont pas excités. De la même façon, l'inductance mutuelle est le rapport du flux attaché à cet enroulement dû à l'excitation d'un autre enroulement lorsqu'aucun autre enroulement n'est excité, y compris même l'enroulement pour lequel le flux est mesuré. L'inductance de fuite existe dans la machine est due au fait que les bobinages excèdent les cœurs magnétiques aux extrémités et représentent généralement 5 à 10 % de l'inductance propre.

P. C. Krause (Krause et al., 2002) utilise les notations suivantes dans son ouvrage de référence qui seront réutilisées dans ce travail. Il est défini que les inductances propres du stator sont égales entre elles à :

$$L_{asas} = L_{bsbs} = L_{csbs} = L_{ls} + L_{ms} \quad (2.14)$$

où L_{ls} est l'inductance de fuite et L_{ms} est l'inductance de magnétisation du stator qui peut être exprimée ainsi :

$$L_{ms} = \left(N_s / 2 \right)^2 \cdot \pi \cdot \mu_o \cdot r \cdot l / g \quad (2.15)$$

où g : largeur de l'entrefer de la machine en mètre.

l : longueur de l'entrefer de la machine en mètre.

μ_o : perméabilité du vide en H/m.

r : rayon moyen jusqu'au milieu de l'entre fer en mètre.

Les inductances mutuelles entre les enroulements du stator s'expriment ainsi :

$$L_{asbs} = L_{bsas} = L_{ascs} = L_{csas} = L_{bscs} = L_{csbs} = -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} \quad (2.16)$$

Le même développement s'applique pour les inductances du rotor :

$$L_{arar} = L_{brbr} = L_{cr cr} = L_{lr} + L_{mr} \quad (2.17)$$

$$L_{mr} = \left(N_r / 2 \right)^2 \cdot \pi \cdot \mu_o \cdot r \cdot l / g \quad (2.18)$$

Les inductances mutuelles entre les enroulements du rotor s'expriment ainsi :

$$L_{arbr} = L_{brar} = L_{arcr} = L_{crar} = L_{brcr} = L_{crbr} = -\frac{1}{2} \cdot L_{mr} \quad (2.19)$$

Afin de compléter la matrice des inductances, il reste à déterminer l'expression des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor. Puisque l'objet de ce travail n'est pas de démontrer l'existence de ces inductances, les relations suivantes sont données dans la littérature :

$$\begin{aligned} L_{asar} &= L_{bsbr} = L_{cscr} = L_{sr} \cos(\theta_r) \\ L_{asbr} &= L_{bscr} = L_{csar} = L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ L_{ascr} &= L_{bsar} = L_{csbr} = L_{sr} \cos(\theta_r - 2\pi/3) \end{aligned} \quad (2.20)$$

On note L_{sr} l'amplitude maximale de l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor qui s'exprime ainsi :

$$L_{sr} = (N_s/2) \cdot (N_r/2) \cdot \pi \cdot \mu_o \cdot r \cdot l / g \quad (2.21)$$

où la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor et celle entre le rotor et le stator sont :

$$[L_{sr}] = L_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$[L_{rs}] = L_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} = [L_{sr}]^T \quad (2.23)$$

ainsi que les matrices d'inductance de fuite et de magnétisation pour le rotor et stator :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_{lr} + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Rassemblons sous forme matricielle les résultats précédents afin d'obtenir les équations de flux totalisés au stator et au rotor :

$$\begin{bmatrix} [\lambda_s] \\ [\lambda_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Lorsque l'on examine la matrice de flux totalisés, on s'aperçoit qu'elle comporte des termes qui varient en fonction de la position du rotor. Cette caractéristique engendre des complexités importantes lors de la résolution des équations de tension de phase. Afin de palier à ce problème, nous appliquerons la théorie des référentiels de R. H. Park introduite au sous-chapitre 1.4 et unifiée officiellement sous le nom de référentiel arbitraire par P. C. Krause en 1965. Nous introduirons d'abord le concept du référentiel arbitraire pour l'appliquer par la suite aux équations d'une branche triphasée inductive. Cet exemple nous permettra de comprendre le passage des équations de la machine électrique précédentes vers celles dans le référentiel arbitraire. Soit l'ensemble d'axes dans le plan trigonométrique suivant :

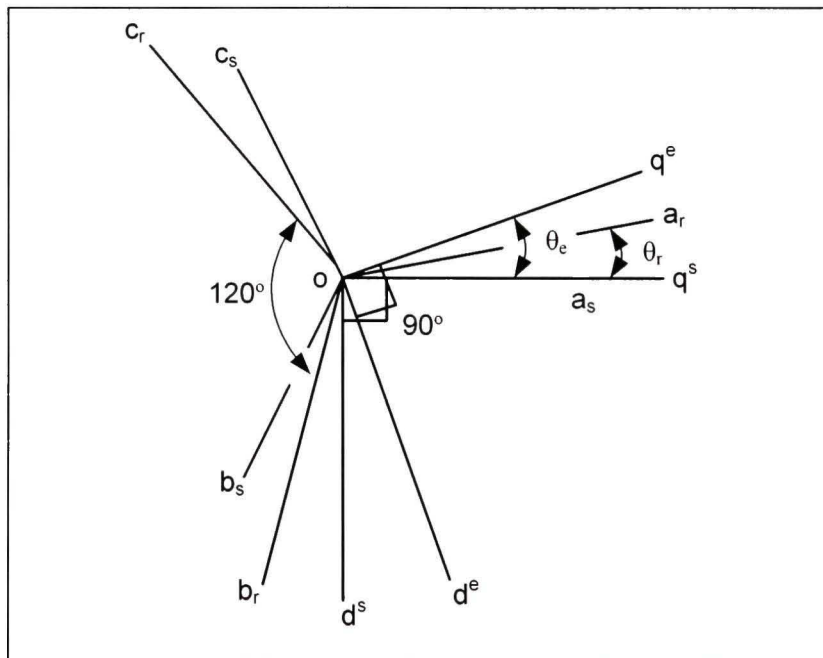


Figure 2.7 Représentation des vecteurs impliqués dans la transformation de référentiel.

Il s'agit de déterminer les relations qui unissent les systèmes d'axes entre eux. Par exemple, il est facile de démontrer que les matrices suivantes permettent le passage des axes « a , b et c » vers « q^s et d^s » ainsi que l'origine « o » du plan et vice-versa. Il est à noter que cette transformation n'est pas invariante en puissance totale mais conserve toutefois le module des vecteurs.

$$\begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \\ f_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} fa \\ fb \\ fc \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\begin{bmatrix} fa \\ fb \\ fc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_q^s \\ f_d^s \\ f_o \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Si nous étions en présence d'un système à 3 fils, la première relation nous informerait que la composante « o » serait égale à zéro en tout temps. Le système « q^s et d^s » est appelé référentiel stationnaire. S'il est intéressant de simplifier un système à trois variables vers un système à deux variables dans le cas d'un système électrique à trois fils, nous verrons qu'il est encore plus intéressant de faire correspondre les axes « q^s et d^s » avec les axes « q^e et d^e » à l'aide de la référence θ_e et des relations suivantes afin d'obtenir le référentiel synchrone sur θ_e suivant :

$$\begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d^s \\ f_q^s \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} f_d^s \\ f_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_d^e \\ f_q^e \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Appliquons maintenant ces transformations à une branche triphasée afin de déterminer le potentiel aux bornes de la branche dans un référentiel arbitraire tournant à une vitesse ω_e :

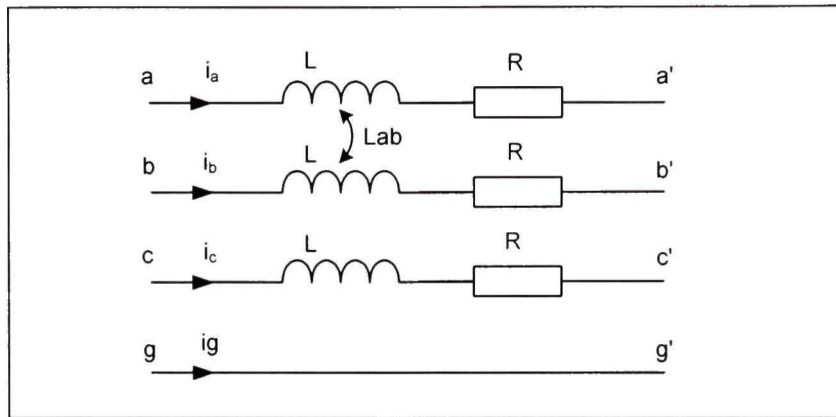


Figure 2.8 Représentation des composantes d'une branche résistive et inductive triphasée à quatre fils.

Supposons toutes les résistances, les inductances propres ainsi que les inductances mutuelles égales entre elles, la différence de potentiel à la branche « a » est :

$$v_{aa'} = i_a \cdot R + L \cdot s \cdot i_a + L_{ab} \cdot s \cdot i_b + L_{ab} \cdot s \cdot i_c \quad (2.31)$$

Considérons successivement la perte résistive V_R et inductive V_L en appliquant les équations (2.27) et (2.29) et faire la somme :

$$\begin{aligned} v_q^e &= (L - L_{ab}) \cdot s \cdot i_q^e + (L - L_{ab}) \cdot i_d^e \cdot \omega_e + R \cdot i_q^e \\ v_d^e &= (L - L_{ab}) \cdot s \cdot i_d^e - (L - L_{ab}) \cdot i_q^e \cdot \omega_e + R \cdot i_d^e \\ v_o &= (L + 2 \cdot L_{ab}) \cdot s \cdot i_o + R \cdot i_o \\ \omega_e &= s \cdot \theta_e \end{aligned} \quad (2.32)$$

Traçons le schéma équivalent à partir de ces équations :

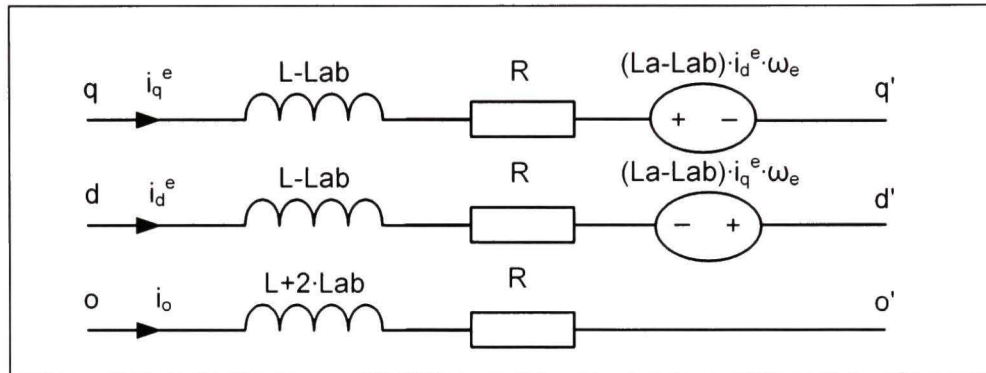


Figure 2.9 Représentation équivalente dans un référentiel arbitraire d'une branche résistive et inductive triphasée.

Nous remarquons l'apparition de source de tension proportionnelle à la vitesse de rotation du plan « qd » suite à la dérivée de la transformation des courants de branche. Ces sources de tension ont pour effet de coupler les deux branches via i_q^e et i_d^e . Nous appelons cette tension la *tension de vitesse*. On remarque aussi que l'inductance équivalente de chaque branche est égale à la différence entre l'inductance propre et mutuelle, sauf pour la branche neutre o . Rappelons que cette branche disparaîtra dans le cas d'un circuit à trois fils.

Avant d'entreprendre la transformation des équations de la machine électrique, il est préférable de rapporter immédiatement les grandeurs au rotor du côté du stator en utilisant le rapport des enroulements statoriques et rotoriques, soit :

$$I'_{abcr} = N_r / N_s \cdot I_{abcr} \quad (2.33)$$

$$V'_{abcr} = N_s / N_r \cdot V_{abcr} \quad (2.34)$$

$$\lambda'_{abcr} = N_s / N_r \cdot \lambda_{abcr} \quad (2.35)$$

$$L'_{abcr} = (N_s / N_r)^2 \cdot L_{abcr} \quad (2.36)$$

$$R'_{abcr} = (N_s / N_r)^2 \cdot R_{abcr} \quad (2.37)$$

Nous pouvons d'abord représenter l'amplitude maximale de l'inductance de magnétisation statorique à l'aide de celle entre le stator et le rotor à l'aide des relations (2.15) et (2.21) :

$$L_{ms} = (N_s / N_r) L_{sr} \quad (2.38)$$

Nous pouvons donc assumer que le passage vers le stator de l'inductance mutuelle sera similaire puisqu'ils partagent le même parcours magnétique :

$$[L'_{sr}] = (N_s / N_r) [L_{sr}] \quad (2.39)$$

Remplaçons (2.38) dans (2.39) puis dans (2.22) afin d'obtenir l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor :

$$[L'_{sr}] = L_{ms} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} = [L'_{rs}]^T \quad (2.40)$$

Le même raisonnement s'applique afin de représenter l'inductance mutuelle rotorique à l'aide de celle statorique via les équations (2.15) et (2.18) :

$$L_{mr} = (N_r / N_s)^2 \cdot L_{ms} \quad (2.41)$$

Remplaçons simplement (2.41) dans (2.25) afin d'obtenir l'inductance propre rotorique :

$$[L'_r] = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L'_{lr} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L'_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Ainsi, nous avons en main les transformations nécessaires à la représentation de tous les paramètres de la machine référés au stator, écrites ici sous une forme compacte :

$$\begin{bmatrix} [\lambda_s] \\ [\lambda'_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L'_{sr}] \\ [L'_{sr}]^T & [L'_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I'_r] \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V'_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] + s \cdot [L_s] & s \cdot [L'_{sr}] \\ s \cdot [L'_{sr}]^T & [R'_r] + s \cdot [L'_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I'_r] \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Si l'on appelle la transformé successive de (2.27) et (2.29):

$$T_{qdo}(\theta_e) \quad (2.45)$$

La transformé inverse (2.30) et (2.28) est donc :

$$T_{qd}(\theta_e)^{-1} \quad (2.46)$$

Appliquons les transformés $T_{qd}(\theta_e)$ et $T_{qd}(\theta_e)^{-1}$ aux équations de tensions et flux :

Pour les tensions :

$$[V_{qds}^e] = T_{qd}(\theta_e) \cdot s \cdot T_{qd}(\theta_e)^{-1} \cdot [\lambda_{qds}^e] + T_{qd}(\theta_e) \cdot [R_{abcs}] \cdot T_{qd}(\theta_e)^{-1} \cdot [i_{qds}^e] \quad (2.47)$$

$$[V_{qds}^e] = \omega_e \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} [\lambda_{qds}^e] + s \cdot [\lambda_{qds}^e] + R_s \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [i_{qds}^e] \quad (2.48)$$

De la même façon au rotor:

$$[V'_{qdr}] = (\omega_e - \omega_r) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} [\lambda'_{qdr}] + s \cdot [\lambda'_{qdr}] + R'_r \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [i'_{qdr}] \quad (2.49)$$

Pour les flux :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qds}^e \end{bmatrix} = T_{qd}(\theta_e) \cdot \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \cdot T_{qd}(\theta_e)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{qds}^e \end{bmatrix} + T_{qd}(\theta_e) \cdot \begin{bmatrix} L_{sr}' \end{bmatrix} \cdot T_{qd}(\theta_e - \theta_r)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{qdr}^{re} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \lambda_{qds}^e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + 3L_{ms}/2 & 0 \\ 0 & L_{ls} + 3L_{ms}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qds}^e \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} 3L_{ms}/2 & 0 \\ 0 & 3L_{ms}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qdr}^{re} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.51)$$

De la même façon au rotor:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qdr}^{re} \end{bmatrix} = T_{qd}(\theta_e - \theta_r) \cdot \begin{bmatrix} L_{rs}' \end{bmatrix} \cdot T_{qd}(\theta_e)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{qds}^e \end{bmatrix} + T_{qd}(\theta_e - \theta_r) \cdot \begin{bmatrix} L_r' \end{bmatrix} \cdot T_{qd}(\theta_e - \theta_r)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{qdr}^{re} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \lambda_{qdr}^{re} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{lr}' + 3 \cdot L_{ms}/2 & 0 \\ 0 & L_{lr}' + 3 \cdot L_{ms}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qdr}^{re} \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} 3 \cdot L_{ms}/2 & 0 \\ 0 & 3 \cdot L_{ms}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qds}^e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.53)$$

Soulignons ici une importante caractéristique de la transformation vers le référentiel synchrone, les matrices des inductances mutuelles ne varient plus en fonction de la position du rotor ce qui simplifie significativement la représentation mathématique de la machine.

Voici donc les équations de la machine sous leur forme explicite et le schéma respectif :

$$\begin{aligned} v_{qs} &= r_s \cdot i_{qs} + s \cdot \lambda_{qs} + \omega_e \cdot \lambda_{ds} & v_{qr}' &= r_r' \cdot i_{qr}' + s \cdot \lambda_{qr}' + (\omega_e - \omega_r) \cdot \lambda_{dr}' \\ v_{ds} &= r_s \cdot i_{ds} + s \cdot \lambda_{ds} - \omega_e \cdot \lambda_{qs} & v_{dr}' &= r_r' \cdot i_{dr}' + s \cdot \lambda_{dr}' - (\omega_e - \omega_r) \cdot \lambda_{qr}' \end{aligned} \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + L_M \cdot i_{qr}' & \lambda_{qr}' &= L_r' \cdot i_{qr}' + L_M \cdot i_{qs} \\ \lambda_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + L_M \cdot i_{dr}' & \lambda_{dr}' &= L_r' \cdot i_{dr}' + L_M \cdot i_{ds} \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$L_s = L_{ls} + L_M \quad (2.56)$$

$$L_r = L_{lr} + L_M$$

$$L_M = 3/2 \cdot L_{ms} \quad (2.57)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P_p \cdot (\lambda_{ds} \cdot i_{qs} - \lambda_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (2.58)$$

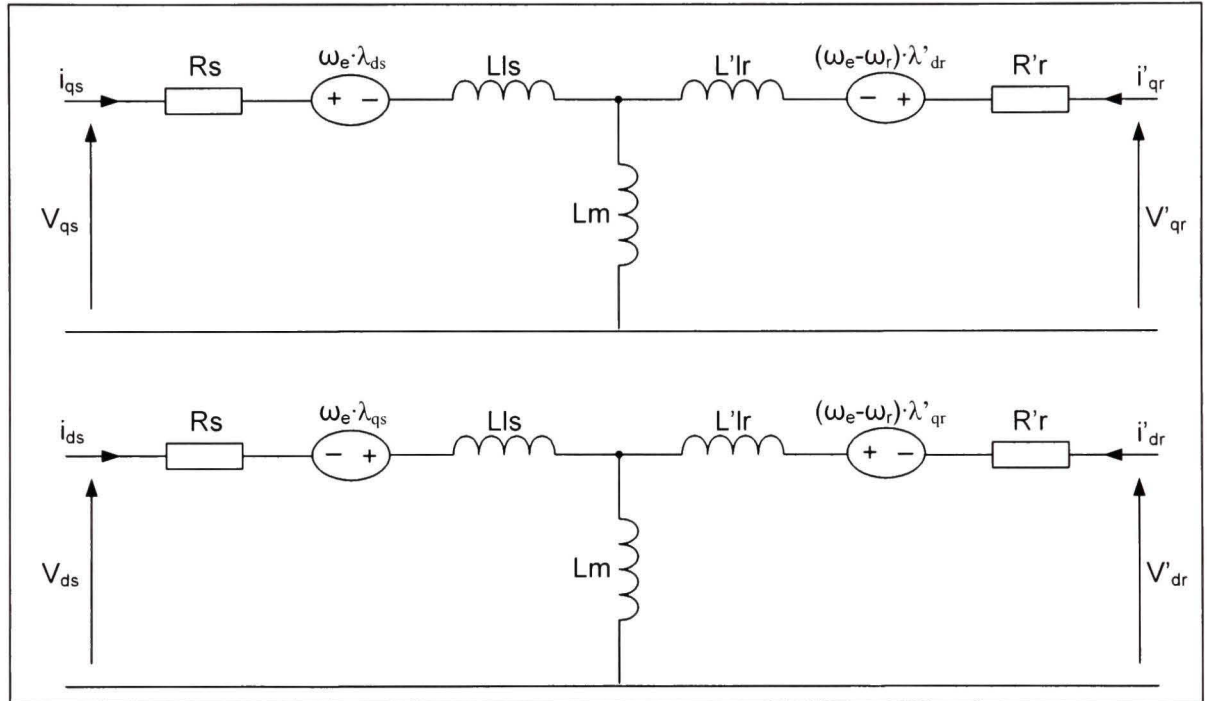


Figure 2.10 Représentation équivalente de la MADA dans un référentiel arbitraire.

D'une manière générale, la puissance électrique P_e consommée par la machine est transformée sous forme de couple électromécanique T_e selon l'équation (2.59).

$$P_e = T_e \cdot \omega_m \quad (2.59)$$

où la puissance électrique peut être exprimée par (2.60).

$$P_e = \frac{3}{2} (V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{ds} \cdot I_{ds} + V'_{qr} \cdot I'_{qr} + V'_{dr} \cdot I'_{dr}) \quad (2.60)$$

Afin de lier l'expression du couple électromagnétique T_e avec la vitesse de la machine ω_m , il faut tenir compte de l'inertie J du système ainsi que de la friction F . La relation (2.61) permet de tenir compte des effets dynamiques des couples impliqués dans le transfert d'énergie.

$$T_e = T_{mec} + J \cdot s \cdot \omega_m + F \cdot \omega_m \quad (2.61)$$

2.4.3 Étude de l'écoulement de la puissance

Nous aborderons l'étude de l'écoulement de puissance en considérant que les pertes résistives, de magnétisation et rotationnelles sont nulles. On peut définir la puissance au stator P_s en fonction du glissement g et de la puissance électrique développée par la machine P_e selon (2.62). De la même façon, la puissance « absorbée » au rotor P_r par rapport à celle au stator est donnée par (2.63). L'équilibre des puissances doit inévitablement être atteint et par conséquent, la puissance combinée du rotor et stator doit être égale à la puissance électrique de la machine et de signe opposé à celle mécanique de l'éolienne si l'on néglige les pertes et assume un régime permanent (2.64). Cet équilibre démontre bien que si la vitesse de rotation mécanique est maintenue dans un intervalle où le glissement est faible, la puissance convertie par le convertisseur côté rotor n'est qu'une fraction de la puissance nominale. La Figure 2.11 démontre les échanges de puissance entre les divers éléments qui constituent une éolienne à MADA lorsqu'elle fonctionne en générateur hypersynchrone avec facteur de puissance unitaire au stator. Le sens des flèches oriente l'écoulement de puissance pour ce mode de fonctionnement.

$$P_s \cdot (1 - g) = P_e \quad (2.62)$$

$$P_r = -g \cdot P_s \quad (2.63)$$

$$P_s - P_r = P_e = -P_{mec} \quad (2.64)$$

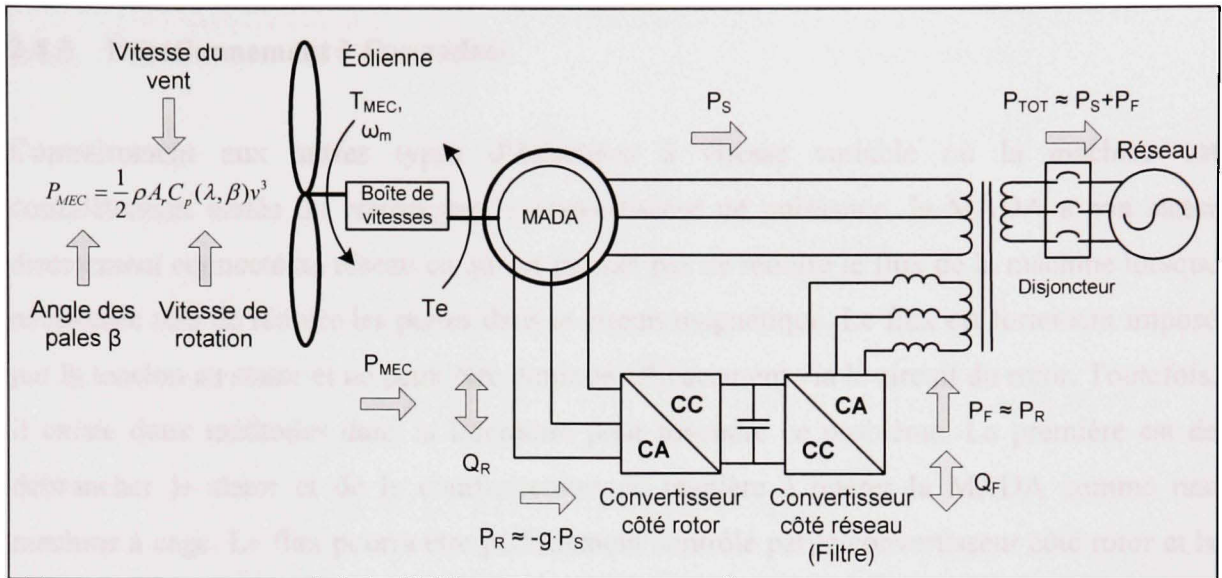


Figure 2.11 Présentation des écoulements de puissance à travers l'éolienne à MADA.

2.4.4 Effets du ratio des bobinages stator-rotor

Nous avons mentionné au sous-chapitre 2.4.1 qu'un transformateur est nécessaire afin d'adapter les niveaux de tensions entre le réseau et le convertisseur côté réseau. En effet, le choix du ratio des bobinages doit être fait de manière à réduire les pertes de conversion dans les convertisseurs, lesquelles sont entre autre proportionnelles à l'intensité du courant y circulant. De plus, la tension du rotor ne doit pas dépasser la tension admissible par le convertisseur côté rotor sans quoi il y aura une perte de contrôle des courants du rotor. Par exemple, si le ratio des bobinages N_r/N_s est deux, le courant au rotor sera la moitié de celui du stator. Par contre, si la machine tourne à 60% de la vitesse nominale ($g = 0.4$), la tension à ses bornes v_r sera donnée par (2.65) et égale à $0.8 \cdot v_s$. Compte tenu qu'une marge de manoeuvre est nécessaire à l'opération de la machine, admettons 15%, il serait impossible d'assurer le bon fonctionnement de la machine en dessous de cette vitesse si aucun transformateur n'est installé entre le convertisseur côté réseau et le réseau afin d'élever la tension.

$$v_r = v_s \left(N_r / N_s \right) \cdot g \quad (2.65)$$

2.4.5 Fonctionnement à flux réduit

Contrairement aux autres types d'éoliennes à vitesse variable où la machine est complètement isolée du réseau par le convertisseur de puissance, la MADA a son stator directement connecté au réseau ce qui ne permet pas de réduire le flux de la machine lorsque nécessaire afin de réduire les pertes dans le circuit magnétique. Le flux est fortement imposé par la tension au stator et ne peut être diminué efficacement via le circuit du rotor. Toutefois, il existe deux méthodes dans la littérature pour résoudre ce problème. La première est de débrancher le stator et de le court-circuiter de manière à opérer la MADA comme une machine à cage. Le flux pourra être parfaitement contrôlé par le convertisseur côté rotor et la machine pourra fonctionner à flux réduit lorsque le vent est modéré. L'autre méthode consiste à bobiner le stator de la machine de manière à le brancher en delta lorsque la pleine puissance est requise et en étoile pour un flux réduit.

2.4.6 Détermination des paramètres de la MADA en laboratoire

La technique utilisée afin de déterminer les paramètres de la machine MADA est légèrement simplifiée comparativement à une machine à rotor à cage puisque nous avons accès directement aux bobinages du stator et rotor via les bagues collectrices. Il s'agit de la machine asynchrone à rotor bobiné du manufacturier Lab-Volt, modèle 8231. La Figure 2.12 présente les bobinages du moteur ainsi que les points de connexions accessibles. Il est à noter que les mesures ont été effectuées aux points de connexion avec le réseau électrique ainsi que du convertisseur de puissance afin de représenter le plus fidèlement que possible le système aux points de connexions réels.

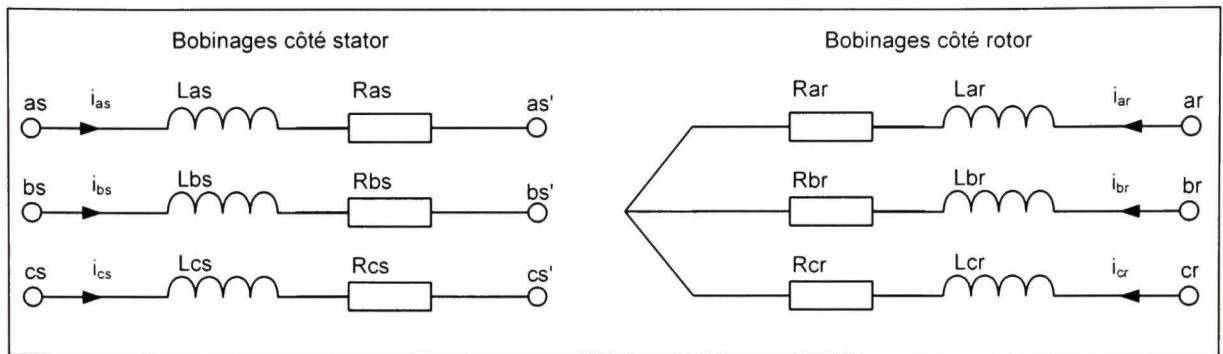


Figure 2.12 Représentation des bobinages statoriques et rotoriques de la MADA.

2.4.6.1 Mesure des résistances statoriques et rotoriques

À l'observation de la Figure 2.12, nous pouvons mesurer directement les résistances statoriques et rotoriques à l'aide d'un ohmmètre puisqu'il n'y a aucun couplage possible entre les enroulements. Puisque les valeurs des résistances varient significativement avec la température, et que nos essais préliminaires avec la machine nous indiquent que la température d'opération en charge est d'environ 35 Celsius, nous avons préalablement entraîné la machine en charge avant de procéder à la mesure des résistances. Le Tableau 2.1 présente les résultats obtenus.

Tableau 2.1

Mesures expérimentales des résistances statoriques et rotoriques

Enroulement	Phase	Résistance (Ohms)
Stator	A	13.1
	B	13.9
	C	13.5
Rotor	A-B	8.6
	B-C	9.1
	C-A	8.9

2.4.6.2 Essais avec le rotor ouvert

La méthode classique de détermination des paramètres suggère d'alimenter le stator de la machine à la tension nominale et d'en mesurer la puissance active, réactive et le courant. Les relations (2.66), (2.67) et (2.68) permettent d'obtenir l'inductance de magnétisation L_{ms} en considérant le schéma équivalent à la Figure 2.13. Ce test nous permettra aussi de déterminer le rapport de transformations du stator vers le rotor, simplement en comparant le rapport de la tension injectée sur celle mesurée au rotor. Le Tableau 2.2 présente les résultats obtenus.

$$\sin \theta = \frac{Q}{S} \quad (2.66)$$

$$I_{ms} = I_L \sin \theta \quad (2.67)$$

$$L_{ms} = \frac{V_{L-N}}{I_{ms} \omega_s} \quad (2.68)$$

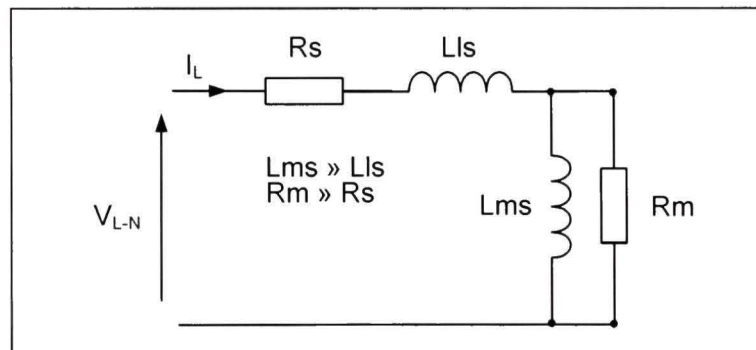


Figure 2.13 Représentation équivalente de la MADA avec le circuit du rotor ouvert.

Tableau 2.2

Mesures expérimentales de l'inductance de magnétisation L_{ms}

P	Q	S	V_{L-N}	I_L	$\cos(\theta)$	I_{ms}	L_{ms}
32.77	179.5	182.6	100.0	0.609	0.174	0.599	0.442
11.47	57.88	58.98	59.58	0.329	0.194	0.323	0.488

2.4.6.3 Essais avec rotor bloqué et court-circuité

Puisqu'il n'est pas possible autrement de mesurer les inductances de fuite au stator et rotor, il faudra court-circuiter les bobinages du rotor et le bloquer de façon à obtenir le circuit équivalent suivant où l'impédance de la branche de magnétisation sera négligée. De plus, nous assumerons que les impédances de fuite au stator et rotor sont égales, ce qui est généralement le cas (Chandra, 1996). L'impédance de ce circuit équivalent étant relativement très basse, en appliquant une fraction de la tension nominale au stator, nous pourrions mesurer la puissance et le courant comme dans l'essai avec le rotor ouvert.

$$R_{tot} = \frac{P}{3 \cdot I} \quad (2.69)$$

$$Z_{tot} = \frac{V_{L-N}}{I} \quad (2.70)$$

$$X_{tot} = \sqrt{Z_{tot}^2 - R_{tot}^2} \quad (2.71)$$

$$L_{ls} = L'_{lr} = \frac{X_{tot}}{2 \cdot \omega_s} \quad (2.72)$$

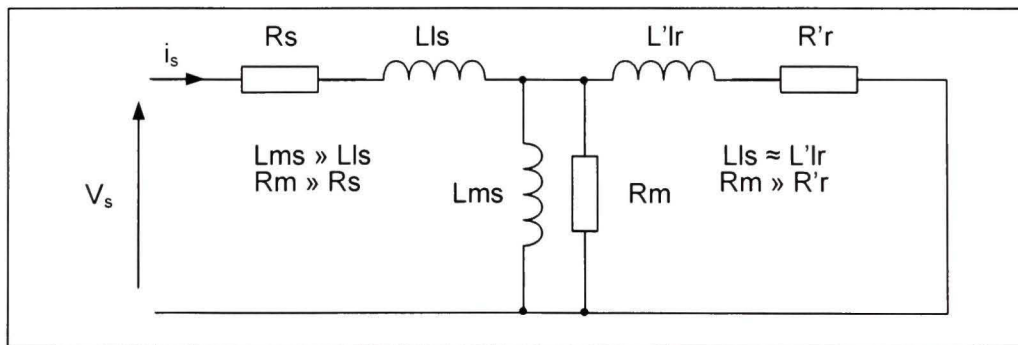


Figure 2.14 Représentation équivalente de la MADA avec rotor bloqué.

Tableau 2.3

Mesures expérimentales des inductances de fuites L_{ls} et L'_{lr}

P	Q	V_{L-N}	I	R_{tot}	X_{tot}	L_{ls}, L'_{lr}
84.60	107.2	34.65	1.03	26.58	20.60	0.0273
186.5	139.6	50.02	1.51	28.53	20.86	0.0276

2.4.6.4 Comparaison des paramètres mesurés avec la fiche technique de la MADA

Compte tenu que les paramètres de la MADA étaient disponibles dans les fiches techniques accompagnant la machine, nous nous permettons ici de comparer notre évaluation des paramètres avec ceux fournis par le manufacturier Lab-Volt. De plus, afin d'éviter la redondance à travers le travail, nous nous référerons à cette table lorsque nous utiliserons les termes « couple nominal », « courant nominal » et « puissance nominale » à travers les résultats de simulations et expérimentaux. La machine possède 2 paires de pôles avec une puissance nominale de 175 watts en mode générateur ce qui représente environ 1/4 de force. Ce pendant, puisque nous utiliserons la machine que pour de courts essais, nous pourrions aller légèrement au dessus de ces spécifications si possible.

Tableau 2.4

Comparaisons des mesures expérimentales avec la fiche technique

	P_N	T_N	I_{sN}	L_M	L_{ls}	L_{lr}	R_s	R_r
Labo	-	-	-	0.465	0.0274	0.0274*	13.5	4.43
Fiche	175 W	0.93 N.m.	1.3 A	0.477	0.0233	0.0233	12.5	3.9
Écart	-	-	-	2.5 %	15 %	15 %	7.4 %	12 %

* L'_{lr} est assumée égale à L_{ls} .

Nous remarquons que les paramètres déterminés expérimentalement se situent à l'intérieur d'une marge d'erreur de 15 % ce qui permet de valider notre démarche expérimentale. De plus, malgré le fait que la machine soit de très petite taille, nous avons remarqué au

laboratoire qu'il est très difficile d'entraîner la machine au-delà de ces spécifications puisque la machine à courant continu qui entraîne la MADA arrive difficilement à fournir la puissance nécessaire au banc de test. En effet, les pertes rotationnelles du couplage des deux machines sont très élevées et atteignent presque à elles seules la capacité de la machine à courant continu à la vitesse nominale, c'est-à-dire environ 100 watts. Ceci compliquera certainement notre prise de mesure au laboratoire, particulièrement pour les vitesses hypersynchrones, et limitera la magnitude des courants pouvant être générés sur le réseau.

CHAPITRE 3

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

3.1 Introduction

Nous voici enfin au point d'entrée du cœur de notre travail. Les chapitres 3 et 4 traitent essentiellement de la commande de la MADA, dans un contexte général. C'est-à-dire que nous ne nous limiterons pas simplement au fonctionnement en mode générateur de la machine appliqué à la production d'énergie d'origine éolienne. Le fonctionnement en mode moteur, générateur ainsi que le contrôle du facteur de puissance au stator seront explorés à l'aide de poursuites de trajectoires de références en courant, couple, flux, puissance active et réactive. La commande vectorielle est sélectionnée comme point d'entrée puisqu'elle constitue en quelque sorte une source de littérature classique où les résultats expérimentaux abondent dans la littérature. Son étude est un préliminaire essentiel afin d'explorer des techniques plus avancées au chapitre 4. De plus, la synthèse des régulateurs proportionnel et intégral est simple et le choix de la dynamique imposée à la machine pourra se faire de façon progressive, conjointement avec notre apprentissage technique et la maîtrise de la commande.

3.2 Modèle de la MADA avec orientation de flux

Le choix de l'orientation du référentiel de référence peut être influencé selon l'objectif de commande à atteindre, la disponibilité des points de mesures ou simplement afin de simplifier les expressions mathématiques liées à la commande. Principalement, il est possible d'orienter n'importe quel des flux suivants :

- Flux statorique
- Flux rotorique
- Flux d'entrefer

Immédiatement, nous sommes confrontés à une première difficulté, elle consiste à mesurer le flux. Essentiellement, il n'existe que les deux alternatives introduites au sous-chapitre 1.4 (directe et indirecte) et dans la plupart des cas, nous estimerons le flux à partir de la tension et des courants. De plus, nous privilégierons dans cette étude l'approche classique de l'orientation du flux statorique puisque qu'il sera relativement facile d'en obtenir sa position. Pour ce faire, il suffira d'imposer la condition d'orientation du flux statorique sur le référentiel synchrone tournant ce qui nous permettra d'obtenir une solution afin d'isoler les variables en quadrature de couple et de flux.

Les schémas vectoriels de la Figure 3.1, Figure 3.2 et Figure 3.3 montrent que si la composante en quadrature du vecteur de flux statorique est contrôlée et égale à zéro, il sera alors possible de contrôler indépendamment le flux et le couple de la machine, comme lorsque l'on contrôle l'excitation et le courant d'armature d'une machine à courant continu.

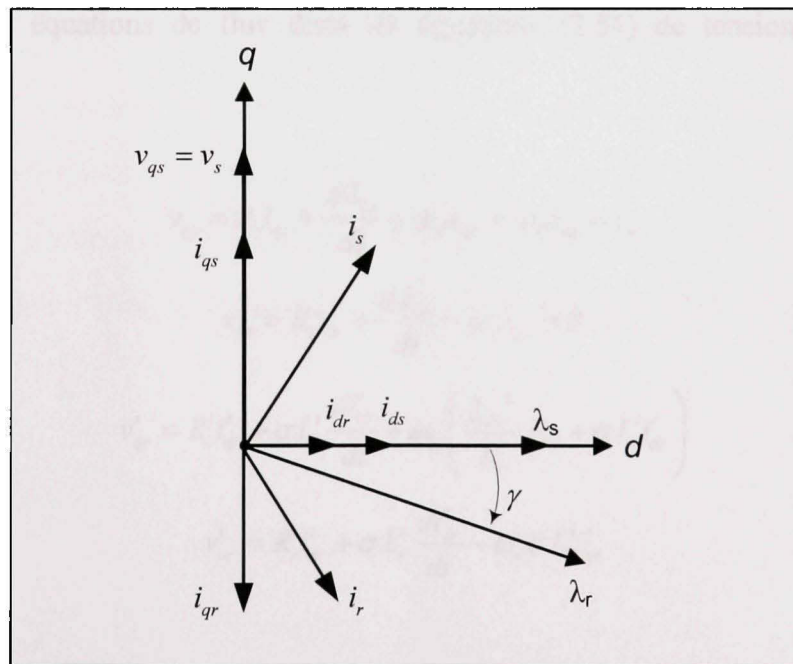


Figure 3.1 Schéma vectoriel des grandeurs impliquées dans la commande vectorielle.

Les équations (2.55) se simplifient donc et peuvent être réécrites de la façon suivante en tenant compte des hypothèses simplificatrices discutées au sous-chapitre 1.4 et représentées à

la Figure 3.1 . Elles se simplifieront d'avantage si l'on admet que la tension et la fréquence aux bornes de la machine sont constantes.

$$\lambda_{qs} = 0 \quad (2.73)$$

$$\lambda_{ds} = \lambda_s \cong L_M I_{ms} \quad (2.74)$$

$$\lambda'_{qr} = \sigma L'_r i'_{qr} \quad (2.75)$$

$$\lambda'_{dr} = \frac{L_M^2}{L_s} I_{ms} + \sigma L'_r i'_{dr} \quad (2.76)$$

$$I_{ms} = \frac{\lambda_{ds}}{L_M} \quad (2.77)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L'_r} \quad (2.78)$$

Remplaçons les équations de flux dans les équations (2.54) de tensions statoriques et rotoriques.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_s \lambda_{ds} = \omega_s \lambda_{ds} = v_s \quad (2.79)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_s \lambda_{qs} = 0 \quad (2.80)$$

$$v'_{qr} = R'_r i'_{qr} + \sigma L'_r \frac{di'_{qr}}{dt} + \omega_g \left(\frac{L_M^2}{L_s} I_{ms} + \sigma L'_r i'_{dr} \right) \quad (2.81)$$

$$v'_{dr} = R'_r i'_{dr} + \sigma L'_r \frac{di'_{dr}}{dt} - \omega_g \sigma L'_r i'_{qr} \quad (2.82)$$

Résoudre (2.81) et (2.82) pour obtenir les courants rotoriques en fonction des tensions rotoriques où (2.85) est la partie de la FEM dépendante de la vitesse de rotation:

$$i'_{qr} = -\frac{R'_r}{\sigma L'_r} i'_{qr} + \frac{1}{\sigma L'_r} v'_{qr} - \omega_g i'_{dr} + v'_q \quad (2.83)$$

$$i'_{dr} = -\frac{R'_r}{\sigma L'_r} i_{dr} + \frac{1}{\sigma L'_r} v'_{dr} + \omega_g i'_{qr} \quad (2.84)$$

$$v'_q = -\frac{\omega_g L_M^2 I_{ms}}{\sigma L'_r L_s} \quad (2.85)$$

De plus, si l'on remplace dans l'équation du couple (2.58) le courant i_{qs} par i'_{qr} selon la relation (2.55) pour le flux statorique en quadrature, en tenant compte de la condition d'orientation du flux (2.73), le couple électromagnétique sera proportionnel au courant i'_{qr} où λ_{ds} est évidemment constant.

$$T_e = -\frac{3}{2} \cdot P_p \left(\lambda_{ds} \frac{L_M}{L_s} i'_{qr} \right) \quad (2.86)$$

La relation entre le courant rotorique en quadrature i'_{qr} et le couple électromagnétique T_e devient très claire lorsque l'on regarde le schéma vectoriel de la Figure 3.2. Ici, afin de simplifier la représentation, le courant rotorique sur l'axe direct i'_{dr} est nul de sorte que toute la puissance réactive est fournie par le stator. Lorsque l'on varie le courant i'_{qr} de i'_{qr1} à i'_{qr2} , le vecteur de flux rotorique λ'_r se déplace verticalement de λ'_{r1} à λ'_{r2} ce qui a pour effet d'augmenter l'angle γ (couple) sans toutefois influencer le module de flux significativement.

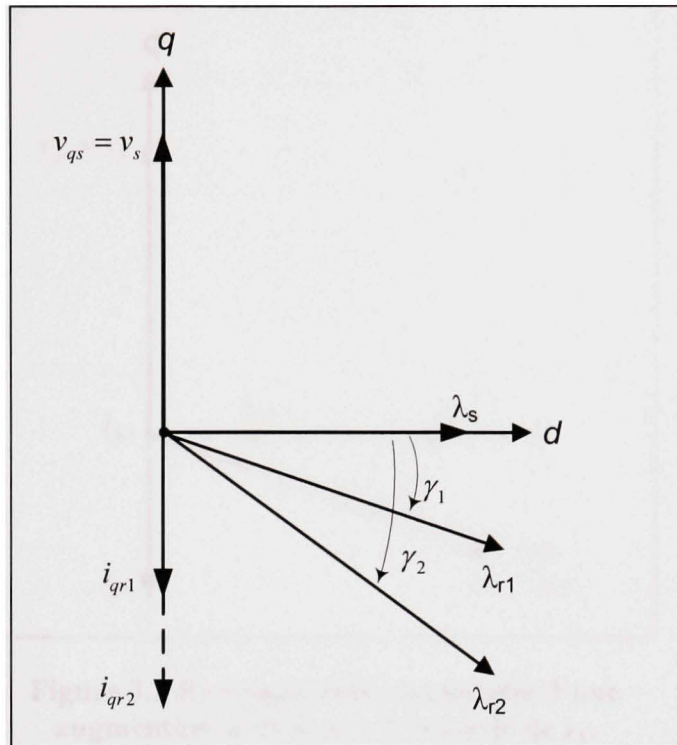


Figure 3.2 Représentation vectorielle d'une augmentation de i_{qr} sur l'angle γ .

D'une manière similaire au couple, il est possible de contrôler uniquement le flux (facteur de puissance au stator) sans intervenir sur le couple. La Figure 3.3 montre l'effet du passage du courant rotorique d'axe direct i'_{dr} de i'_{dr1} à i'_{dr2} sur le module du flux rotorique λ'_r . On remarque que la variation de l'angle γ est négligeable par rapport à l'augmentation du module de λ'_r .

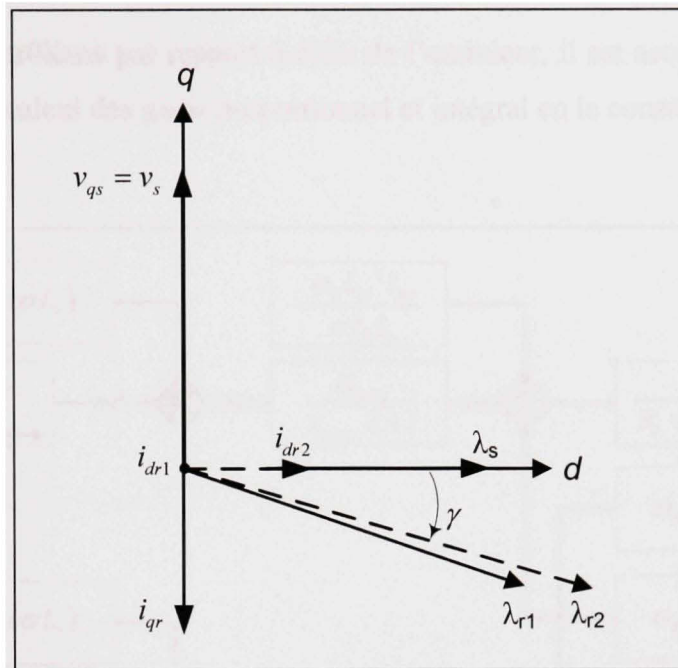


Figure 3.3 Représentation vectorielle d'une augmentation de i_{dr} sur le module de λ_r .

3.3 Synthèse des régulateurs proportionnel et intégral

Les équations dynamiques dans le référentiel synchrone de la machine étant maintenant établies, nous pouvons nous attarder à la synthèse des régulateurs nécessaires au contrôle de la machine. L'objectif n'étant pas d'inventer une nouvelle commande avancée de la machine, nous avons plutôt choisi de s'appuyer sur une technologie simple et efficace afin d'apprécier les défis inhérents à l'implantation en laboratoire d'un tel projet. Des régulateurs proportionnel et intégral, largement répandus dans la littérature, permettront d'obtenir des résultats satisfaisants comme point de départ de notre étude. Le schéma de la Figure 3.4 montre la MADA alimentée par une source de tension contrôlée en courant. On remarque immédiatement le couplage entre les axes « d et q » des courants rotoriques. Le découplage est effectué à la sortie de la commande en tension de l'onduleur où l'on considère la dynamique de celui-ci comme un système continu de premier ordre compte tenu de la fréquence très élevée de commutation (20 kHz) et qu'il n'engendre aucun dépassement. On remarque aussi que l'action intégrale est nécessaire afin de contrer l'erreur de traînage due à la composante de FEM sur l'axe « q ». Étant donnée la dynamique relativement lente de la

machine et des contrôleurs par rapport à celle de l'onduleur, il est acceptable de négliger sa dynamique dans le calcul des gains proportionnel et intégral en le considérant comme un gain unitaire.

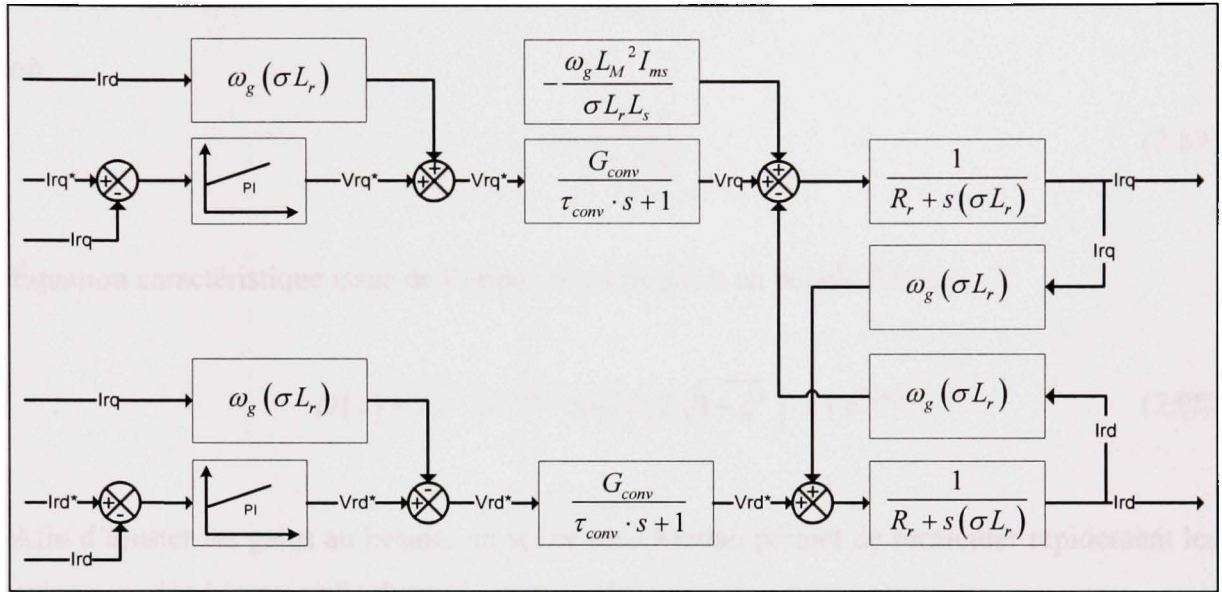


Figure 3.4 Schéma bloc équivalent de la MADA alimentée par une source de tension asservie en courant.

La période d'échantillonnage du contrôleur étant directement liée à la fréquence du modulateur à largeur d'impulsion PWM, et par conséquent fixe à 50 μs , le calcul dans le domaine continu des gains pourrait être possible mais ne sera pas retenu dans le cadre de ce travail. Notre développement dans le domaine discret consiste en une discrétisation du schéma bloc, à l'imposition d'une dynamique et à la résolution des équations. Nous assumons que le découplage est parfait et considérons que la FEM est une perturbation sur le système.

L'équation du régulateur proportionnel et intégral discret est:

$$PI(z) = \frac{z \cdot Q_0 + Q_1}{z - 1} \quad (2.87)$$

L'équation discrète de la fonction de transfert entre la tension rotorique et les courants est:

$$T \frac{i}{v}(z) = \frac{1 - e^{-T_s/\tau}}{R_r(z - e^{-T_s/\tau})} \quad (2.88)$$

où

$$\tau = \sigma L'_r / R'_r \quad (2.89)$$

Équation caractéristique issue de l'imposition des pôles en boucle fermée :

$$D(z) = z^2 - 2e^{-\xi\omega_n T_s} \cos\left(\omega_n T_s \sqrt{1 - \xi^2}\right) \cdot z + e^{2\xi\omega_n T_s} \quad (2.90)$$

Afin d'ajuster les gains au besoin, un script sous Matlab permet de recalculer rapidement les gains associés à la nouvelle dynamique imposée.

3.4 Schéma de la commande vectorielle

La structure détaillée de la commande vectorielle de la MADA est présentée à la Figure 3.5. On y retrouve les modules présentés dans les sections précédentes et ceci servira de guide à l'élaboration du code machine utilisé en simulation par la « Embedded Function » de Matlab et dans le DSC. Les courants rotoriques et statoriques sont convertis dans un référentiel synchrone commun (statorique). Les références de courants i_{dr}^* et i_{qr}^* sont comparées aux valeurs actuelles et l'erreur est corrigée par l'action proportionnelle et intégrale. Immédiatement, des termes de découplages et de compensation sont injectés dans la commande avant que les quantités ne soient reconverties vers le référentiel synchrone aux phases du rotor. Nous soulignons que l'angle de l'orientation des phases rotoriques par rapport à celles du stator est nécessaire au passage entre les référentiels.

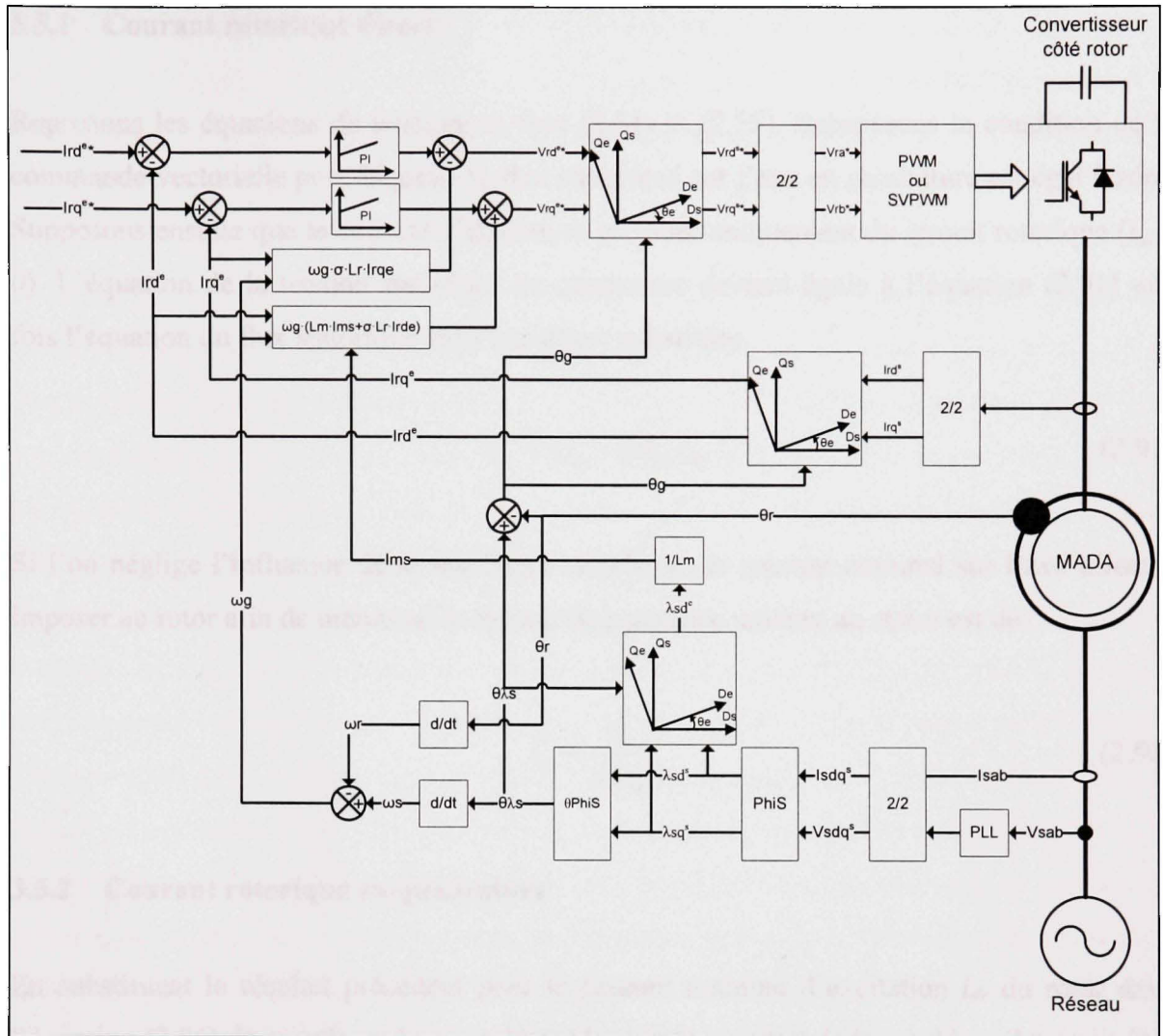


Figure 3.5 Structure de la commande vectorielle de la MADA.

3.5 Détermination des grandeurs de référence

La commande vectorielle nécessite essentiellement deux références de courant en entrée : i_{qr}^* et i_{dr}^* . Ces dernières pourront être dérivées au besoin par des boucles externes d'asservissement du couple (ou vitesse) et du facteur de puissance (ou tension). Néanmoins, nous devons avoir un ordre de grandeur de ces références afin d'orienter nos premières expérimentations.

3.5.1 Courant rotorique direct

Reprenons les équations de tensions et flux (2.54) et (2.55). Substituons la condition de la commande vectorielle pour laquelle le flux statorique sur l'axe en quadrature est égal à zéro. Supposons ensuite que le courant d'excitation provient uniquement du circuit rotorique ($i_{ds}=0$). L'équation de la tension statorique en quadrature devient égale à l'équation (2.91) une fois l'équation du flux statorique sur l'axe direct substituée.

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega L_M i'_{dr} \quad (2.91)$$

Si l'on néglige l'influence de la résistance statorique, le courant nominal sur l'axe direct à imposer au rotor afin de maintenir le facteur de puissance unitaire au stator est de :

$$i_{dr}^* = \frac{v_{qs}}{\omega L_M} \quad (2.92)$$

3.5.2 Courant rotorique en quadrature

En substituant le résultat précédent pour le courant nominal d'excitation i_{dr} du rotor dans l'équation (2.86) du couple, et en considérant le couple nominal de la machine, il est possible de déterminer la commande en courant i_{qr}^* suivante :

$$i_{qr}^* = -T_e \frac{2}{3 \cdot P} \cdot \frac{L_s}{L_M^2 \cdot i_{dr}^*} \quad (2.93)$$

3.6 Résultats de simulations

Afin de préparer l'implantation en laboratoire, il est essentiel de vérifier les algorithmes de contrôle à l'aide de la représentation la plus fidèle que possible du système réel dans un environnement de simulation tel que celui offert par Matlab et Simulink. De plus, nous avons

opté de faire usage de l'interface de code machine, c'est-à-dire via le langage de programmation « M » à l'aide de la récente introduction de la « Embedded m Function ». Ceci à pour avantage de programmer Matlab de la même manière que le DSC, évitant ainsi des erreurs lors du passage Schéma bloc Simulink vers langage « C ».

Les résultats de simulations avec la commande vectorielle sont présentés à la Figure 3.6. Notre première vérification concerne le fonctionnement en mode flottant où la machine est déjà synchronisée avec le réseau électrique mais échange de la puissance réactive. À $t = 0.05$ sec, un échelon de courant sur l'axe « d » (flux rotorique) est appliqué en référence. Le flux est contrôlé de sorte que le facteur de puissance au stator est maintenu unitaire. À défaut d'utiliser un troisième régulateur proportionnel et intégral, la référence de flux est obtenue à l'aide d'une table de référence basée en fonction du courant i_q . Le passage de couple (courant) zéro à couple nominal en fonctionnement moteur s'effectue à $t = 0.1$ sec et en fonctionnement générateur à $t = 0.2$ sec. Nous pouvons observer que les réponses transitoires correspondent bien à celles d'un système parfaitement régulé de premier ordre et que le facteur de puissance est maintenu unitaire en tout temps. Cette capacité à contrôler le facteur de puissance au stator pourrait être utilisée afin de régulariser, par exemple, la tension du réseau électrique ou compenser le facteur de puissance au point de connexion entre le réseau, la machine et des charges réactives. À $t = 0.05$ sec, la vitesse de la machine (entraînée ici avec une source de couple idéale) passe brusquement de 0 à 120 rads/s avant que les échelons de courant en quadrature ne soit appliqués. Ensuite, toujours en mode générateur, à $t = 0.27$ sec, la machine passe du mode hyposynchrone à hypersynchrone où l'on aperçoit le changement de phase du courant rotorique alors que la vitesse franchie 188.5 rads/s, la vitesse synchrone. Nous remarquons que le courant statorique n'est pas affecté par la variation de vitesse puisque la régulation du courant rotorique implique nécessairement la régulation du courant statorique (ainsi que du couple à flux constant) selon l'équation (2.93). La puissance de glissement quant à elle variera en fonction de la vitesse afin d'équilibrer la puissance mécanique à celle électrique. Cette démonstration illustre parfaitement les possibilités offertes ainsi que les caractéristiques de la commande vectorielle. Nous

utiliserons d'ailleurs un contexte de simulation très similaire pour les deux autres commandes subséquentes au chapitre 4.

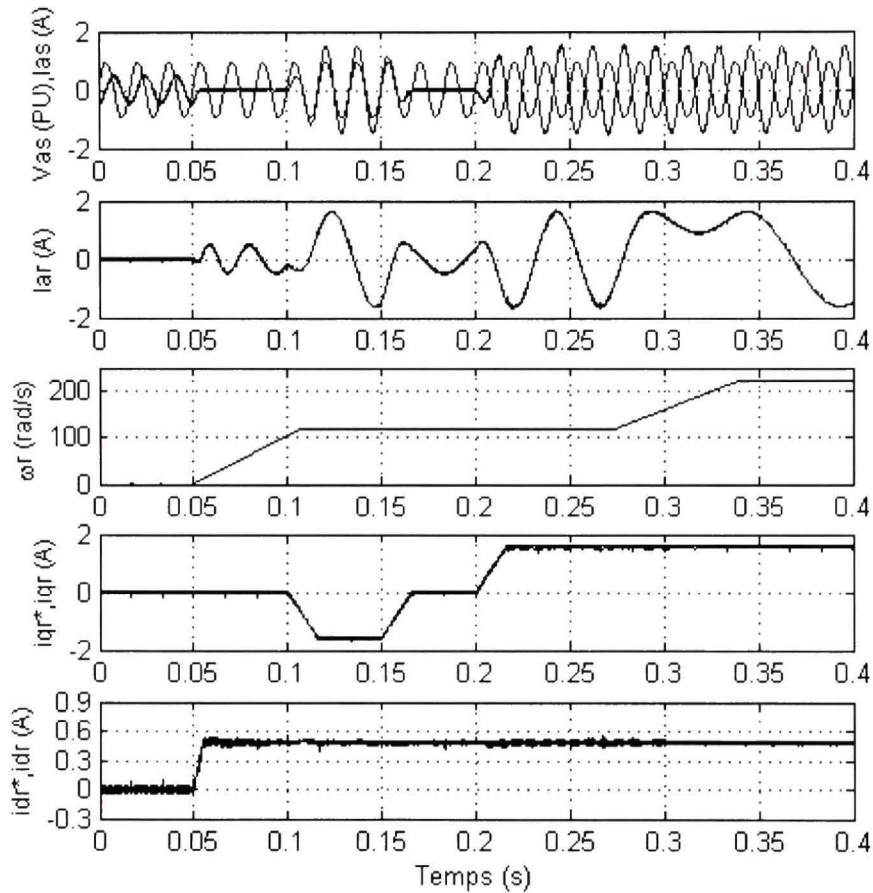


Figure 3.6 Résultats de simulations avec la commande vectorielle.

3.7 Résultats expérimentaux

D'une manière exhaustive, les résultats expérimentaux confirment l'implantation dans le DSC des algorithmes de commande développés précédemment. Nous présentons dans l'ordre à la Figure 3.7 la MADA flottante sur le réseau, à la Figure 3.8 le fonctionnement en mode moteur (a) et générateur (b), à la Figure 3.9 le courant du rotor et stator en mode moteur (a) et générateur (b), le contrôle de la puissance réactive à la Figure 3.10 en mode inductif (a) et capacitif (b) ainsi que le passage de la vitesse hyposynchrone à hypersynchrone à la Figure

3.11. Pour terminer, nous présentons aussi le flux rotorique dans le plan « x - y » à la Figure 3.12 en mode moteur (a) et générateur (b). Les Tableau 4.8 et Tableau 4.10 donnent des détails supplémentaires sur la réponse transitoire en comparant les entraînements étudiés dans notre travail entre eux.

À la Figure 3.7, la tension et le courant statorique montre la MADA connectée au réseau électrique avec une commande en couple (courant) nulle où la puissance réactive nécessaire à la machine est entièrement fournie par le convertisseur côté rotor. Le courant est donc nul et la machine pourrait être connectée/déconnectée sans créer de perturbation sur le réseau puisqu'elle est dite flottante.

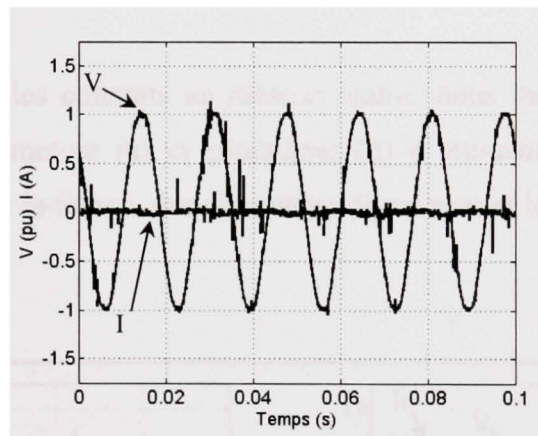


Figure 3.7 MADA synchronisée et flottante sur le réseau électrique.

L'intérêt principal de l'entraînement à contrôle de flux consiste à opérer la machine dans les quatre quadrants, et ce avec un facteur de puissance unitaire. Il est à noter que puisque notre encodeur de position ne retourne pas d'impulsions en quadrature, seulement deux quadrants pourront être vérifiés. Dans la Figure 3.8 (a), la machine répond à un échelon (rampe) de commande en couple positif alors qu'en (b) le couple est négatif où l'éolienne génère à puissance nominale sur le réseau électrique. La réponse transitoire est relativement rapide, un léger dépassement est toléré afin de limiter le temps de réponse. Avant comme après l'échelon, le facteur de puissance est parfaitement maintenu unitaire.

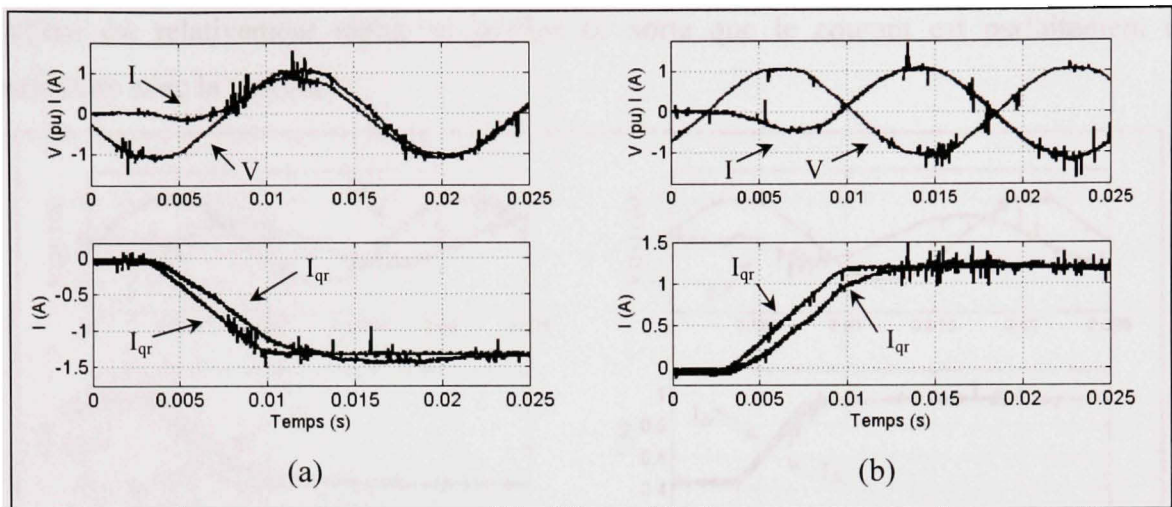


Figure 3.8 Réponse à l'échelon iq avec la commande vectorielle.

Afin de bien visualiser les courants au rotor et stator, nous incluons la Figure 3.9 où la machine fonctionne en moteur (a) et générateur (b) à puissance maximale et facteur de puissance unitaire. Notez la finesse des sinusoides de courant et le contrôle parfait du facteur de puissance.

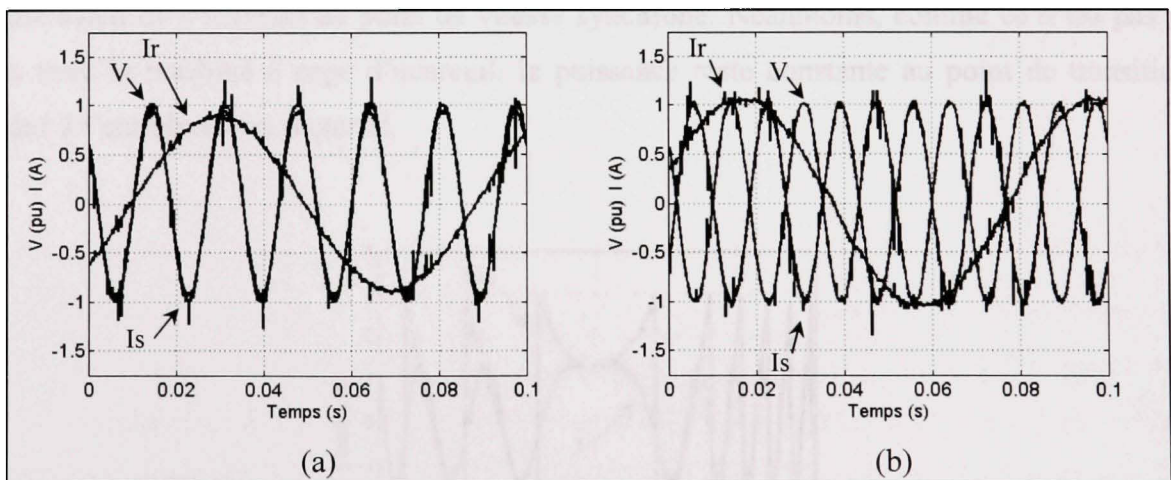


Figure 3.9 Courant du rotor et stator à puissance nominale avec la commande vectorielle.

Puisque ce type d'entraînement permet le contrôle parfait du flux, nous démontrons à la Figure 3.10 la capacité de contrôler le flux de manière à absorber (a) ou générer (b) de la puissance réactive alors que la commande de couple est égale à zéro. Encore une fois, la

réponse est relativement rapide et précise de sorte que le courant est parfaitement en quadrature avec la tension.

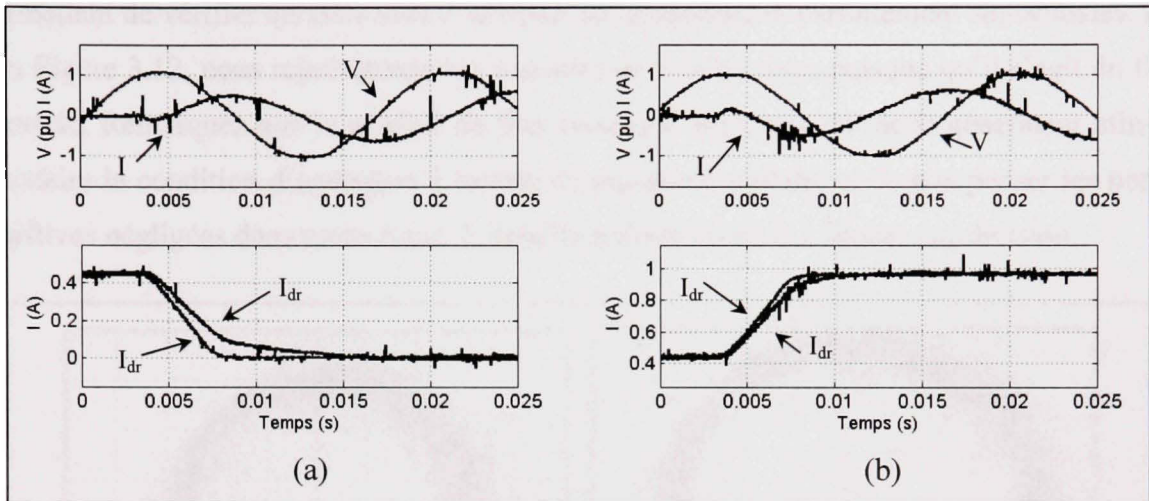


Figure 3.10 Réponse à l'échelon de flux i_d avec la commande vectorielle.

La Figure 3.11 montre le courant rotorique ainsi que l'angle estimé du flux rotorique de la MADA lors du passage de la vitesse hyposynchrone à hypersynchrone alors que la machine est en mode générateur. Il est clair que l'angle du flux et courant passent par une progression nulle avant de s'inverser au point de vitesse synchrone. Néanmoins, comme ce n'est pas le cas avec la machine à cage d'écureuil, la puissance reste constante au point de transition grâce à l'entraînement vectoriel.

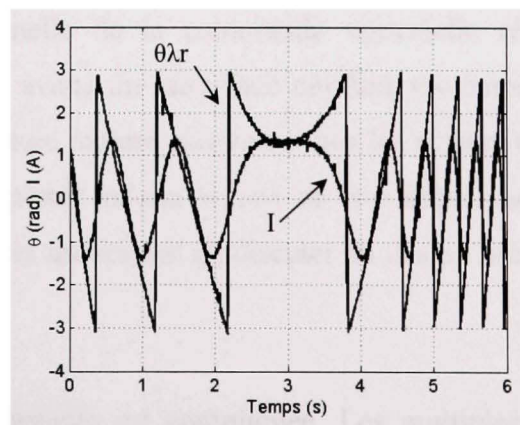


Figure 3.11 Passage de hypo à hypersynchrone avec la commande vectorielle.

L'évolution des variables de flux dans le temps, lorsque représentées dans un plan « x - y », permettent de vérifier qu'elles sont d'une part en quadrature et parfaitement sinusoïdales. Ici, à la Figure 3.12, nous représentons les variables de flux au rotor puisque qu'il s'agit du flux contrôlé. Remarquez que le module du flux rotorique augmente en mode générateur afin de satisfaire la condition d'opération à facteur de puissance unitaire et de compenser les pertes résistives négligées dans notre étude. L'échelle utilisée est de 0.1 Weber par division.

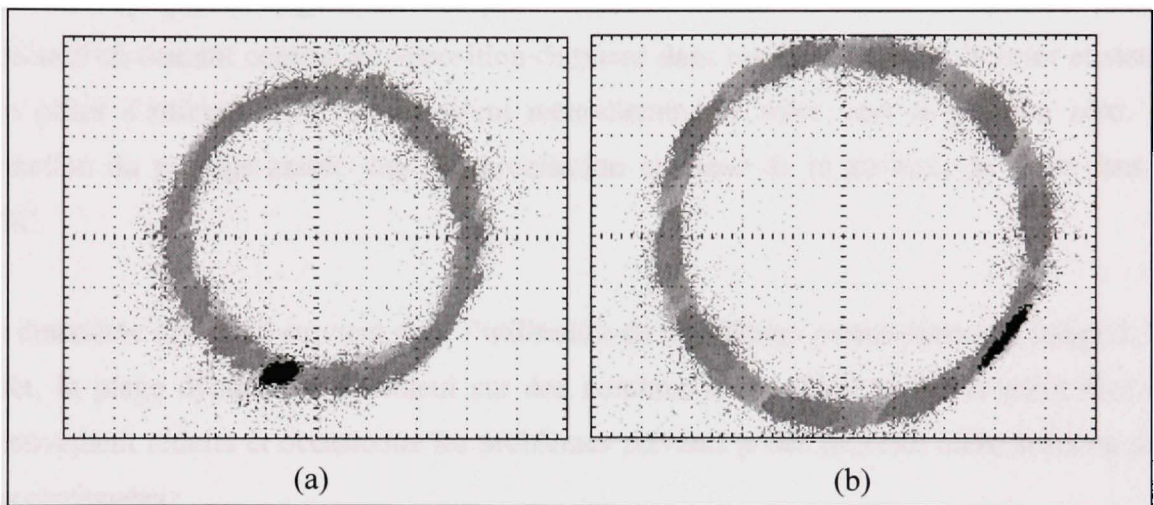


Figure 3.12 Évolution du flux rotorique avec la commande vectorielle.

3.8 Difficultés rencontrées et solutions

Notre expérience personnelle de la commande vectorielle révèle plusieurs niveaux de difficultés auxquels nous avons dû faire face pendant son implantation en laboratoire. En effet, la revue de la littérature montre clairement que les auteurs s'intéressent d'avantage aux concepts mathématiques plutôt qu'aux enjeux de leur implantation pratique et nous avons pensé qu'il serait plutôt très intéressant de discuter ici des problèmes qui seront trop souvent gardés secrets.

Certes la commande vectorielle est compliquée. Les multiples passages trigonométriques entre les référentiels stationnaires et tournants alimentés par des boucles à verrouillage de phase impliquent des hypothèses théoriques mentionnées précédemment au sous-chapitre

1.4. De plus, aucun ouvrage avec résultats expérimentaux ne soulève la difficulté d'aligner les phases physiques du rotor avec celles du stator. En effet, l'angle θ_r qui entre dans le passage du référentiel rotorique vers statorique n'est pas relatif au point de départ de la machine mais bien l'angle équivalent électrique de la position mécanique des phases du rotor, ce qui complexifie d'avantage son implantation. Afin de remédier à ce problème, nous avons dû modifier l'encodeur de position en lui ajoutant un disque cartonné supplémentaire muni d'une mince fente permettant la détection du passage à zéro des phases à l'aide d'un détecteur optique. L'alignement des phases du rotor avec celles du stator s'est fait en injectant un courant continu en opposition de phase dans les enroulements du rotor et stator. Les pôles s'attirant entre eux orientent naturellement le rotor vers la position zéro. La détection du passage assure une synchronisation continue de la position du rotor dans le DSC.

La deuxième difficulté survient dans l'utilisation de régulateurs proportionnel et intégral. En effet, la plage dynamique de calcul sur des nombres de trente-deux bits à point fixe est relativement réduite et occasionne les problèmes suivants si des mesures correctives ne sont pas envisagées :

- Débordements inévitables pendant les régimes transitoires si les régulateurs ne sont pas limités par des mécanismes d'anti-débordement.
- Marge de manœuvre réduite sur le choix des gains intégral lorsque la période d'échantillonnage est réduite. L'erreur, déjà relativement petite, est multipliée par un gain de même ordre de grandeur que la période d'échantillonnage de 50 μ s, ce qui compromet sérieusement l'action intégrale par sursaut de capacité de calcul.

Le troisième problème rend compte d'un besoin de limiter la vitesse de variation instantanée des références sans quoi le système est sujet à une forte instabilité transitoire d'où l'abus de langage sur l'utilisation du terme 'échelon' précédemment. En effet, il est bien connu que la MADA possède une paire de pôles sous amortis oscillant à une fréquence près de celle du

réseau qui peuvent facilement être excités sous l'influence de transitoires rapides de courant et tension (Petersson et al., 2005).

3.9 Conclusion partielle

Malgré les difficultés rencontrées, la commande vectorielle donne d'excellents résultats. Les formes d'ondes parfaitement sinusoïdales obtenues, le temps de stabilisation court lors des transitoires (quelques millisecondes) ainsi que le découplage complet du couple et du flux nous indiquent clairement pourquoi cette technique est devenue si populaire. Il reste néanmoins que notre étude ne met pas en avant plan d'autres difficultés qui pourraient être rencontrées tels : le fonctionnement sans capteur de position, l'estimation exacte du couple, le fonctionnement avec des paramètres variables ainsi que la synchronisation avec le réseau électrique. Nous verrons dans le chapitre suivant d'autres techniques permettant de surmonter certaines de ces difficultés à l'aide de techniques de commandes dites avancées.

CHAPITRE 4

COMMANDES DIRECTES DE LA MADA

4.1 Introduction

Toujours en quête de meilleures solutions de contrôle, nous abordons maintenant les techniques de commande directes avec comme objectif de surpasser certaines des difficultés rencontrées avec la commande vectorielle. Nous pouvons décrire les commandes directes comme étant issues d'un rapprochement fondamental entre la machine électrique et l'électronique de puissance utilisée afin de l'asservir. Avant d'aller plus loin, prenons le temps de regarder la Figure 4.1 où la MADA est alimentée normalement par une source de tension commutée au rotor et le réseau électrique au stator. L'angle θ_r montre le déplacement instantané du rotor par rapport au stator. En négligeant les résistances statoriques et rotoriques on s'aperçoit que du côté statorique le flux est directement imposé par le réseau électrique tandis qu'il est parfaitement contrôlé par la source commutée du côté du rotor.

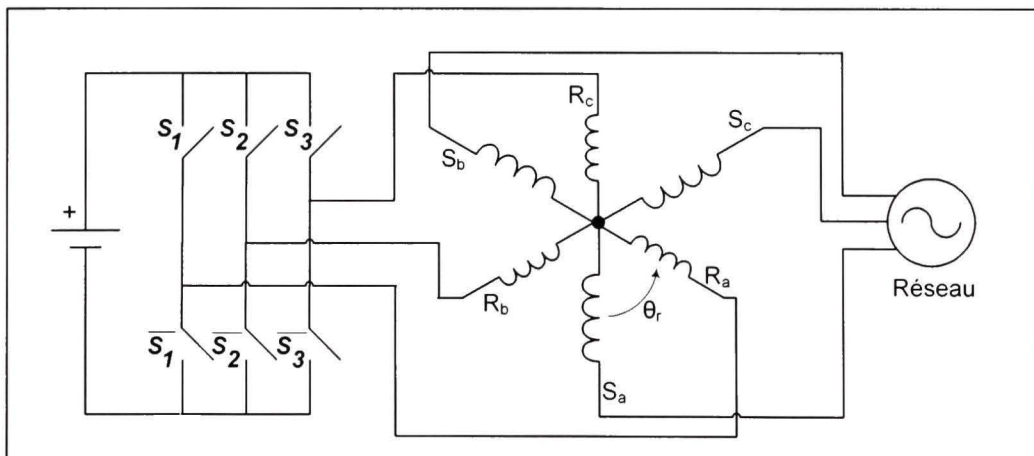


Figure 4.1 Schéma simplifié de l'alimentation électrique de la MADA.

4.2 Présentation des vecteurs de commutation

Les six interrupteurs de la source de tension commutée permettent huit combinaisons différentes de vecteurs de tension applicables au rotor (vecteurs un à six) montrés à la Figure 4.2. Les deux autres possibilités représentent les vecteurs de tension nuls où les trois interrupteurs du haut (ou du bas) du convertisseur sont actifs en même temps. La zone s'étendant de part et d'autre d'un vecteur sur soixante degrés est appelée secteur. Les vecteurs de tension applicables à la machine ne sont pas limités par les huit vecteurs de base. Il est possible d'obtenir n'importe quel vecteur équivalent en combinant les vecteurs entre eux. Par exemple, un vecteur arbitraire qui se situe dans le secteur 1 peut être composé des vecteurs 1 et 2, ou encore des vecteurs 1 et 6. Cette méthode est connue sous le nom de modulation vectorielle. D'une manière similaire à la modulation par largeur d'impulsion, une séquence de commutation sera composée d'un temps t_1 où le vecteur 1 sera actif, un temps t_2 où le vecteur 2 (ou 6) sera actif et un temps t_3 constitué d'un des vecteurs nuls permettant de compléter le cycle de commutation. La formule générale (4.1) donne un aperçu de la composition d'un vecteur.

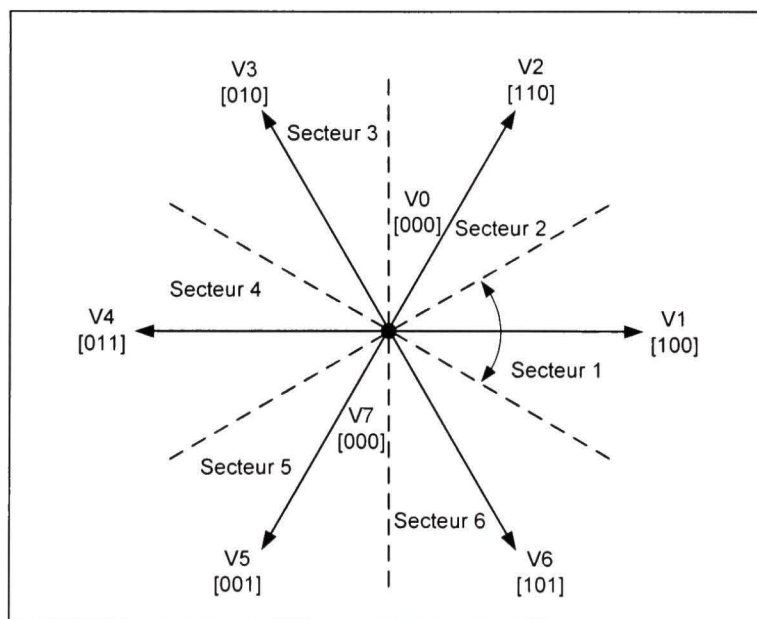


Figure 4.2 Présentation des vecteurs de commutation.

$$V = \frac{t_1 \cdot V_x + t_2 \cdot V_y + t_3 \cdot V_{0 ou 7}}{T_s} \quad (4.1)$$

4.3 Commande directe de couple et de flux de la MADA

Le passage des vecteurs de commutation vers la commande s'est d'abord fait suite à l'observation de la Figure 4.3. L'interaction entre le flux statorique et rotorique produit un couple proportionnel à l'angle entre les deux vecteurs où il sera maximal lorsque les deux vecteurs seront parfaitement en quadrature selon l'équation (4.2) où k est un coefficient propre à chaque machine.

$$|T| = k \cdot |\lambda_s| \cdot |\lambda_r| \sin(\gamma) \quad (4.2)$$

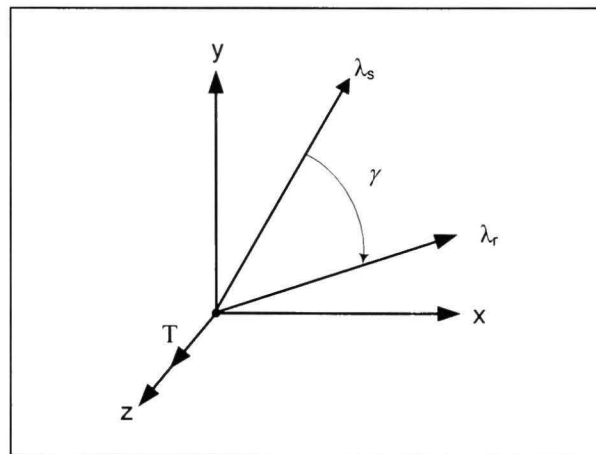


Figure 4.3 Développement du couple dans la machine asynchrone.

Toujours en référence avec l'observation précédente, pour une machine asynchrone à cage, on remarque que l'angle et le module du flux statorique pourront être modifiés en tout temps simplement en sélectionnant le ou les vecteurs susceptibles d'orienter le flux vers la référence. Par exemple, la Figure 4.4 montre le flux statorique dans le secteur 2 et rotorique dans le secteur 1 en rotation anti-horaire. Afin de modifier l'angle du vecteur de flux statorique, nous proposons ici d'utiliser les vecteurs 1, 3, 4, et 6 même si en théorie,

n'importe quel vecteur pourrait être utilisé. Le flux rotorique varie généralement plus lentement que le flux statorique, nous le considérons constant sur une période d'échantillonnage.

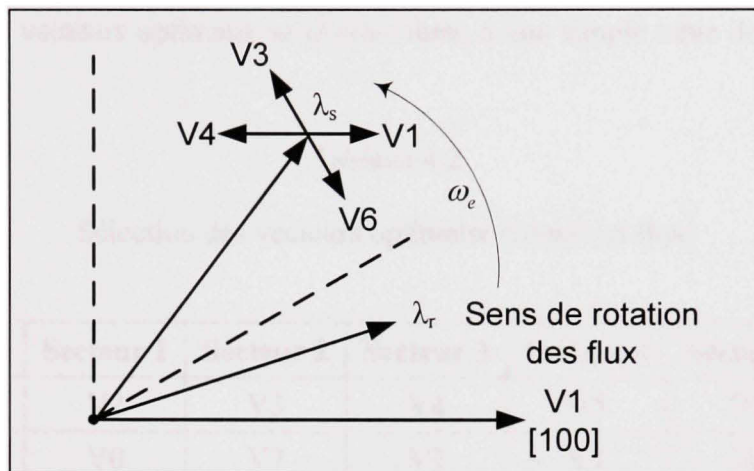


Figure 4.4 Exemple des vecteurs applicables dans le secteur 2 pour une machine asynchrone à cage.

On peut généraliser l'observation précédente pour le flux se situant dans le secteur « k ». Le choix du vecteur V_k à appliquer dépend des références (erreur de couple, erreur de flux) à atteindre.

Tableau 4.1

Sélection des vecteurs selon la commande en couple et flux

Variable	Augmente	Diminue
Flux rotorique	V_k, V_{k+1}, V_{k-1}	$V_{k+2}, V_{k-2}, V_{k+3}$
Couple	V_{k+1}, V_{k+2}	V_{k-1}, V_{k-2}

Le choix des vecteurs, appelés vecteurs optimaux, repose sur le tableau précédent ainsi que sur le fait qu'il n'est pas nécessaire en pratique de modifier le module du flux sur une

transitoire rapide. La commande privilégie donc l'application de vecteurs qui modifient l'angle du flux tout en maintenant le module le plus constant que possible. C'est pourquoi nous n'avons pas retenu l'application du vecteur 2 (et 5) à la Figure 4.4.

L'application des vecteurs optimaux se résume donc à une simple table de référence donnée ici-après.

Tableau 4.2

Sélection des vecteurs optimaux (couple et flux)

Flux	Erreur	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$\lambda ++$	$T_e ++$	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	$T_e =$	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	$T_e --$	V6	V1	V2	V3	V4	V5
$\lambda --$	$T_e ++$	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	$T_e =$	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	$T_e --$	V5	V6	V1	V2	V3	V4

où

$$\begin{aligned}\lambda ++ &\Rightarrow |\lambda_r^*| \geq |\lambda_r| + \Delta\lambda_r \\ \lambda -- &\Rightarrow |\lambda_r^*| \leq |\lambda_r| - \Delta\lambda_r\end{aligned}\tag{4.3}$$

et

$$\begin{aligned}T_e ++ &\Rightarrow T_e^* \geq T_e + \Delta T_e \\ T_e -- &\Rightarrow T_e^* \leq T_e - \Delta T_e \\ T_e = &\Rightarrow T_e^* \geq T_e - \Delta T_e \quad \& \quad T_e^* \leq T_e + \Delta T_e\end{aligned}\tag{4.4}$$

Dans le cas de la MADA, voyons à l'aide d'un exemple comment la commande directe de couple et flux rotorique permettra d'atteindre les références. D'abord, observons le schéma vectoriel de la MADA en mode générateur hyposynchrone donné à la Figure 4.5 dans le référentiel stationnaire.

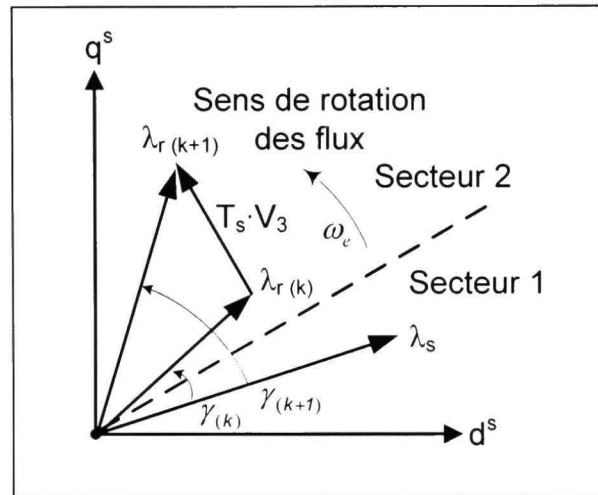


Figure 4.5 Changement à l'orientation du flux rotorique de la MADA.

Le flux statorique est en retard sur le flux rotorique et les deux tournent dans le sens antihoraire. Supposons que nous désirons augmenter la puissance générée par la machine et augmenter le flux légèrement afin de corriger le facteur de puissance (notre convention stipule que l'erreur de couple est positive). En se référant à la Figure 4.2 et la Figure 4.5, notre flux rotorique étant dans le secteur 2, le vecteur optimal à choisir est le vecteur 3. Le déplacement sera proportionnel au temps d'application du vecteur, ce qui implique que la période d'échantillonnage devra nécessairement être la plus petite que possible afin d'éviter le dépassement de la référence.

Dans le but de limiter la fréquence des commutations et ainsi de réduire les pertes associées, des bandes d'hystérésis définissent les seuils de basculement de la commande. Les spécifications techniques d'ondulation de flux et de couple dictent la largeur des bandes et offrent l'avantage de ne pas recourir à des régulateurs classiques tel le proportionnel et intégral. Ce mode de fonctionnement, d'une simplicité nettement remarquable par rapport à la commande vectorielle, permet d'obtenir des transitoires très rapides et une poursuite de la référence sans erreur à travers un mécanisme de régulation très robuste et facile à ajuster. Un exemple de poursuite de trajectoire de référence est donné à la Figure 4.6 où 3 commutations ont été nécessaires afin d'atteindre le point P3 où $|\lambda_r^*|$ est la référence de flux rotorique et

$2\Delta\lambda_r$ la largeur bande d'hystérésis. D'une manière similaire au flux, le couple oscille dans une bande d'hystérésis où la progression idéale est montrée à la Figure 4.7 dans laquelle T_e^* est la référence de couple et $2\Delta T_e$ la largeur bande d'hystérésis.

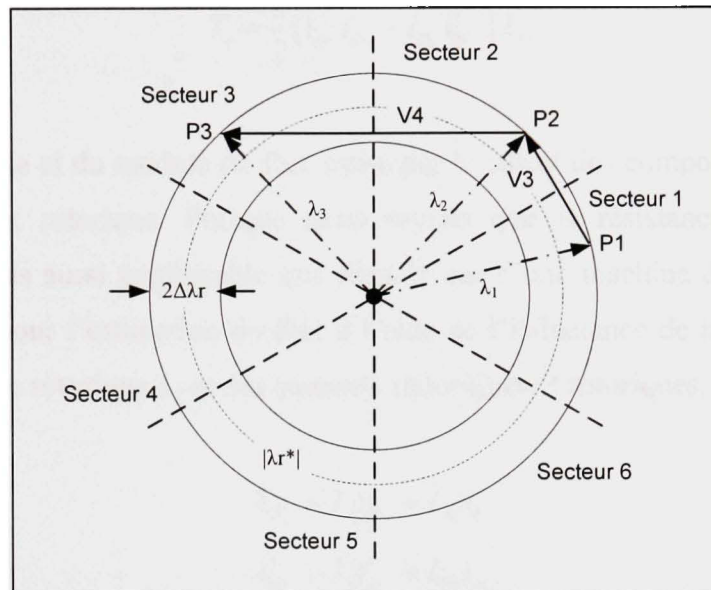


Figure 4.6 Poursuite de la trajectoire de référence de couple et de flux.

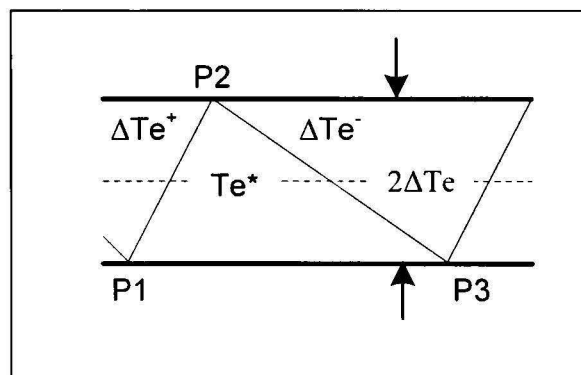


Figure 4.7 Commutation idéale pour la régulation du couple.

Le défi de la commande directe de couple et de flux consiste à obtenir une estimation fiable de la valeur instantanée du couple, du flux ainsi que de l'angle du flux rotorique. Afin d'estimer le couple, nous avons retenu l'équation classique du couple (4.5) basée sur la

mesure des courants statoriques, rotoriques et sur l'inductance de magnétisation L_M parce que cette méthode n'implique que la connaissance de l'inductance de magnétisation, les courants statoriques et rotoriques pouvant facilement être mesurés.

$$T_e = \frac{3}{2} (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) L_M \quad (4.5)$$

Le calcul de l'angle et du module du flux passe par le calcul des composantes en quadrature et directe du flux rotorique. Puisque nous savons que la résistance des enroulements rotoriques n'est pas aussi négligeable que dans le cas d'une machine de grande puissance, nous avons opté pour l'estimation du flux à l'aide de l'inductance de magnétisation L_M , de l'inductance propre rotorique L_r et des courants statoriques et rotoriques.

$$\lambda'_{dr} = L_r i'_{dr} + L_M i_{ds} \quad (4.6)$$

$$\lambda'_{qr} = L_r i'_{qr} + L_M i_{qs} \quad (4.7)$$

$$|\lambda'_r| = \sqrt{(\lambda'_{qr})^2 + (\lambda'_{dr})^2} \quad (4.8)$$

$$\theta_{\lambda'_r} = \arctan \left(\frac{\lambda'_{qr}}{\lambda'_{dr}} \right) \quad (4.9)$$

4.4 Schéma de la commande directe de couple et de flux

La structure détaillée de la commande directe de couple et de flux de la MADA est présentée à la Figure 4.8. La structure est nettement simplifiée comparativement à la commande vectorielle puisqu'une seule transformation de référentiel est nécessaire, les boucles de régulation proportionnelle et intégrale ont été remplacées par des régulateurs à hystérésis et aucun découplage de la FEM n'est nécessaire.

échelon de flux rotorique est appliqué en référence afin de redresser le facteur de puissance au stator. Encore une fois, la référence de flux est obtenue à l'aide d'une table de référence basée en fonction du couple de référence. Le passage de couple zéro à couple nominal en fonctionnement moteur s'effectue à $t = 0.1$ sec et en fonctionnement générateur à $t = 0.2$ sec. D'abord, ce que l'on remarque en premier, est que les transitoires lentes de la commande vectorielle ont été remplacées par des discontinuités impressionnantes. Les références sont poursuivies avec vitesse et précision si bien qu'il est difficile de distinguer la référence de la réponse, même sur une échelle de temps relativement courte. À $t = 0.05$ sec, la vitesse de la machine passe de 0 à 120 rads/s avant que les échelons de couple ne soit appliqués. Ensuite, toujours en mode générateur, à $t = 0.27$ sec, la machine passe du mode hyposynchrone à hypersynchrone où l'on aperçoit le changement de phase du courant rotorique alors que la vitesse dépasse la vitesse synchrone de 188.5 rads/s. À la différence de la commande vectorielle, le courant du stator n'est pas régulé via le courant du rotor mais plutôt par rapport au couple. Puisque la machine n'est pas sans perte, alors qu'elles étaient alimentées par le réseau avec la commande en couple positive, le module du courant statorique diminue en mode générateur alors que les pertes sont alimentées à même l'énergie produite par la machine. Notre dernière observation montre que le travail effectué via la table de référence afin de maintenir le facteur de puissance unitaire est beaucoup plus important dans le cas de la commande directe de couple et flux, elle est par conséquent légèrement plus difficile à ajuster.

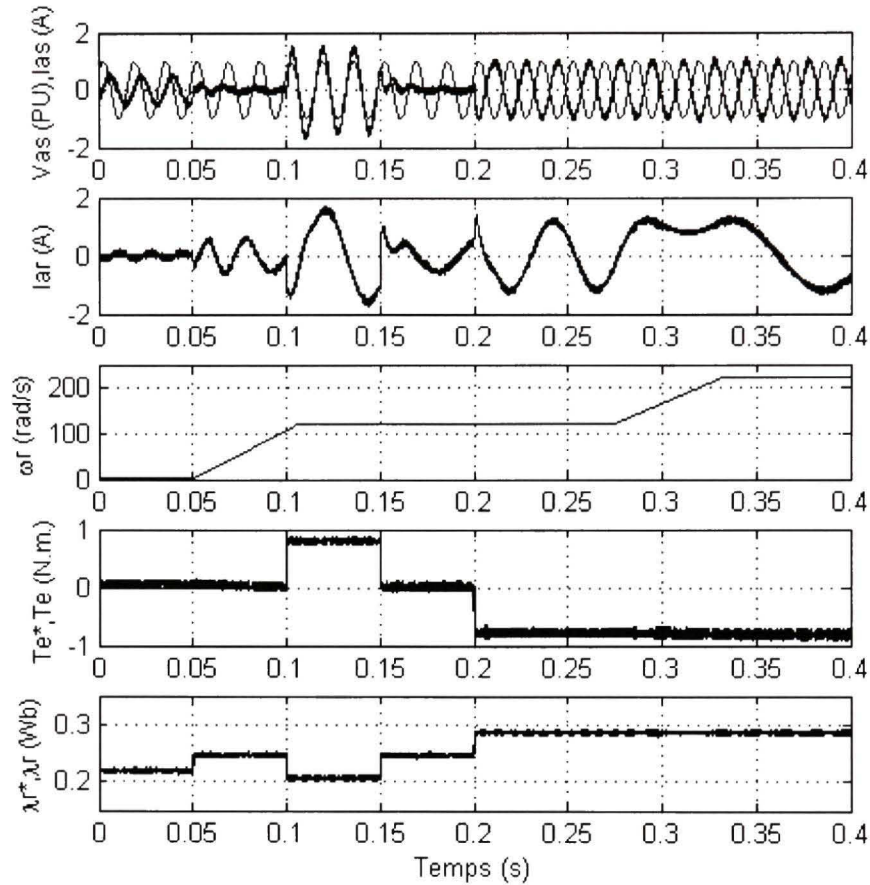


Figure 4.9 Résultats de simulations avec la commande directe de couple et de flux.

4.4.2 Résultats expérimentaux

Tel que présentée au sous-chapitre 3.7 de la commande vectorielle, et en complément aux résultats de simulations, nous présentons ici, dans le même ordre, la validation expérimentale du fonctionnement de la commande directe de couple et de flux.

La première observation de la MADA flottante sur le réseau électrique à la Figure 4.10 montre un courant statorique beaucoup plus bruité par la commutation à haute fréquence. Il apparaît aussi que le courant est moins stable au point de puissance zéro que dans le cas de la commande vectorielle puisqu'il existe des petites ondulations passagères qui viennent

moduler le courant. Ce phénomène n'apparaît pas dans les résultats de simulations et peut s'expliquer entre autre par des limitations matérielles en rapport avec la fidélité des mesures, une résolution faible de l'encodeur de position, une approximation insuffisante du modèle et des paramètres de la machine, la négligence des résistances statoriques et rotoriques et par le bruit de commutation en rétroaction dans la commande. Nous en discuterons dans le sous-chapitre 4.4.3 concernant les difficultés rencontrées.

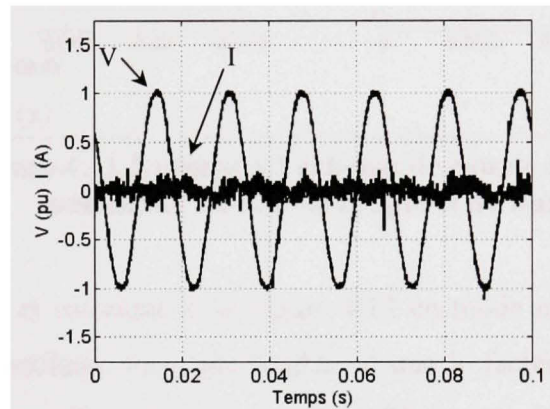


Figure 4.10 MADA synchronisée et flottante sur le réseau électrique avec la commande directe de couple et de flux.

La réponse à l'échelon de couple positif (a) et négatif (b) présentée ici-bas à la Figure 4.11 est cependant très convaincante comparativement à la commande vectorielle. Remarquons que la réponse est instantanée et que facteur de puissance est maintenu unitaire, même pendant le régime transitoire. En effet, puisqu'aucun découplage des variables n'est nécessaire, combiné à l'absence de régulateurs linéaires lents, la réponse transitoire est ponctuelle et précise à la fois sur le flux et le couple.

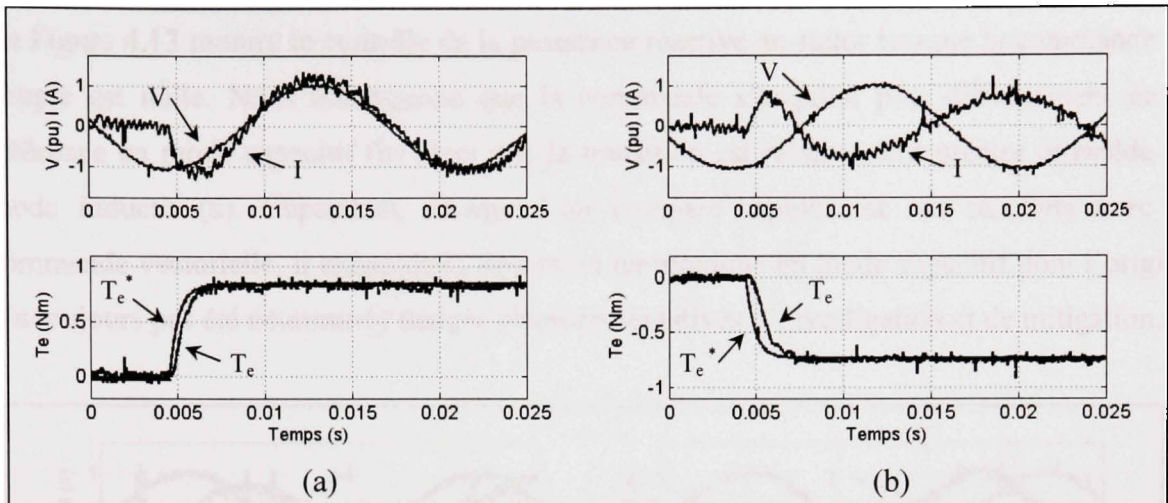


Figure 4.11 Réponse à l'échelon de couple avec la commande directe de couple et de flux.

Les courants statorique et rotorique à la Figure 4.12 en mode moteur (a) et générateur (b) montre qu'ils sont sinusoïdaux, bien que bruités, et que le facteur de puissance unitaire est respecté dans les deux cas. Il est à noter qu'aucun filtre passe-bas passif à haute fréquence n'a été utilisé et que dans une application pratique industrielle, nous le recommanderions fortement dans un premier temps afin de nettoyer le bruit de commutation.

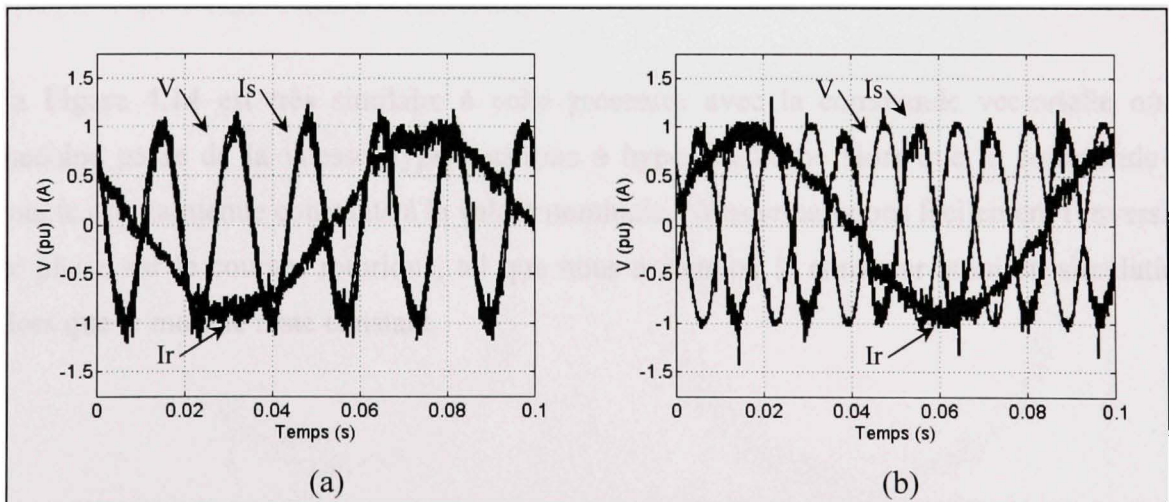


Figure 4.12 Courant du rotor et stator à puissance nominale avec la commande directe de couple et de flux.

La Figure 4.13 montre le contrôle de la puissance réactive au stator lorsque la commande de couple est nulle. Nous remarquons que la commande s'acquitte plus difficilement de la référence en mode capacitif (b) alors que la transition est relativement précise et rapide en mode inductif (a). Cependant, lorsque l'on compare rapidement ces résultats avec la commande vectorielle, il existe de la distorsion harmonique en mode capacitif dont l'origine n'a toujours pas été déterminée malgré plusieurs tentatives d'investigation et de mitigation.

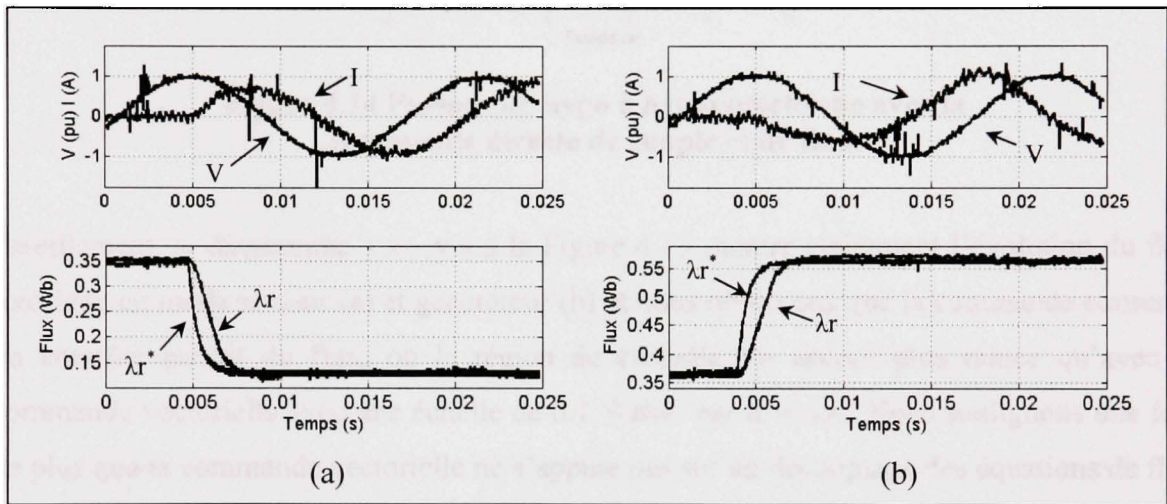


Figure 4.13 Réponse à l'échelon de flux avec la commande directe de couple et de flux

La Figure 4.14 est très similaire à celle présentée avec la commande vectorielle où la machine passe de la vitesse hyposynchrone à hypersynchrone alors que la commande de couple est maintenue constante à la valeur nominale. Nous remarquons facilement l'inversion de phase sur le courant rotorique, tel que nous avons pu le constater aussi en simulation, alors que le module reste constant.

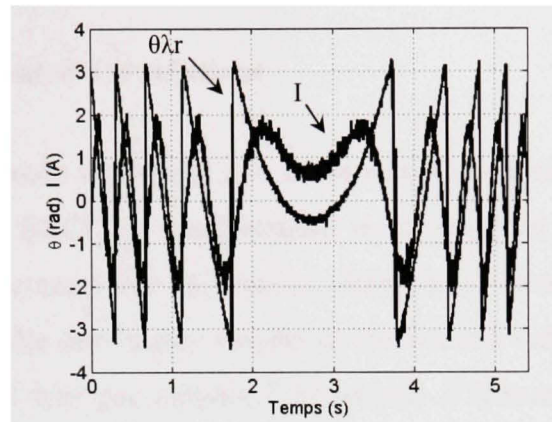


Figure 4.14 Passage de hypo à hypersynchrone avec la commande directe de couple et de flux.

Pareillement, le diagramme « x - y » à la Figure 4.15 montre clairement l'évolution du flux rotorique en mode moteur (a) et générateur (b) et nous observons que la commande conserve un contrôle parfait du flux, où la région de contrôle est encore plus mince qu'avec la commande vectorielle avec une échelle de 0.1 Weber par division. Nous soulignons une fois de plus que la commande vectorielle ne s'appuie pas sur un découplage des équations de flux basé sur les paramètres de la machine, et que la bande passante équivalente des régulateurs à hystérésis de flux et couple est quasi infinie.

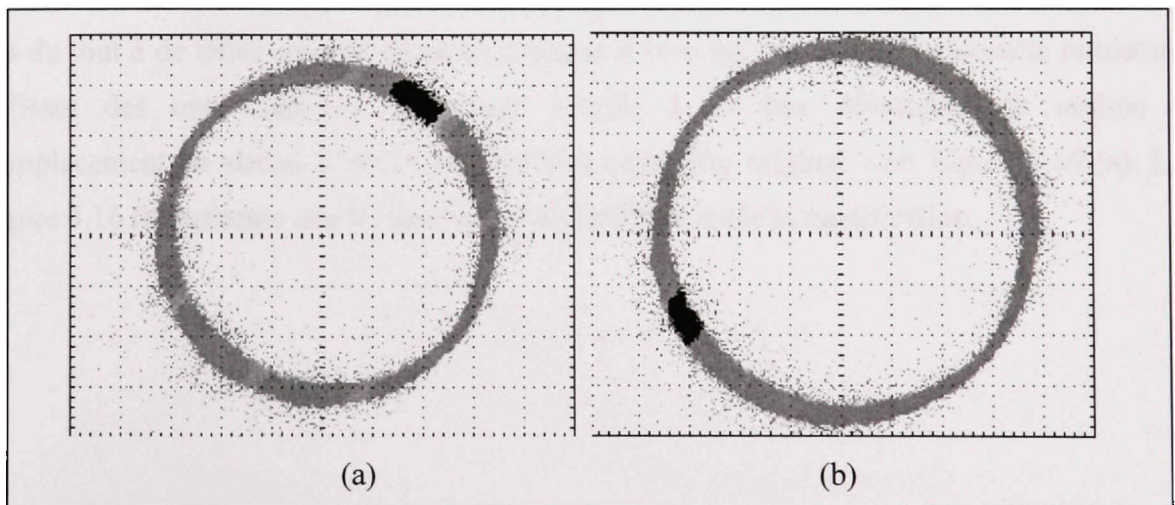


Figure 4.15 Évolution du flux rotorique avec la commande directe de couple et de flux.

4.4.3 Difficultés rencontrées et solutions

Le passage de la commande vectorielle à la commande directe ne s'est pas fait simplement en modifiant le code du DSC! Des modifications technologiques ont été nécessaires afin de permettre le fonctionnement des techniques directes. Contrairement à la commande vectorielle où l'on contrôle des valeurs moyennes continues à l'aide de régulateurs au temps de réponse relativement lent par rapport à la période d'échantillonnage, les commandes directes nécessitent d'obtenir une mesure très précise des grandeurs commandées à chaque période d'échantillonnage. Par exemple, le calcul du couple implique :

- Une mesure des courants rotoriques très précise.
- Une mesure des courants statoriques très précise.
- Un mécanisme de passage du référentiel statorique vers rotorique très précis.

Plus précisément, les mesures de courants doivent être idéalement exemptes de bruit de commutation et être parfaitement stable en moins de 50 μ s, ce qui ne laisse pas de marge de manoeuvre en pratique pour ajouter des filtres passe bas. Malheureusement, le premier circuit utilisé afin d'isoler la lecture du courant de phase de l'entrée analogique du DSC ne répond pas du tout à de telles spécifications en pratique si bien qu'une nouvelle plaquette miniature utilisant des opto-coupleurs en boucle fermée a dû être développée et insérée à l'emplacement du circuit d'isolation à barrière capacitive original, voir Figure 4.16 (a). La Figure 4.16 (b) présente une lecture de courant avant et après la modification.

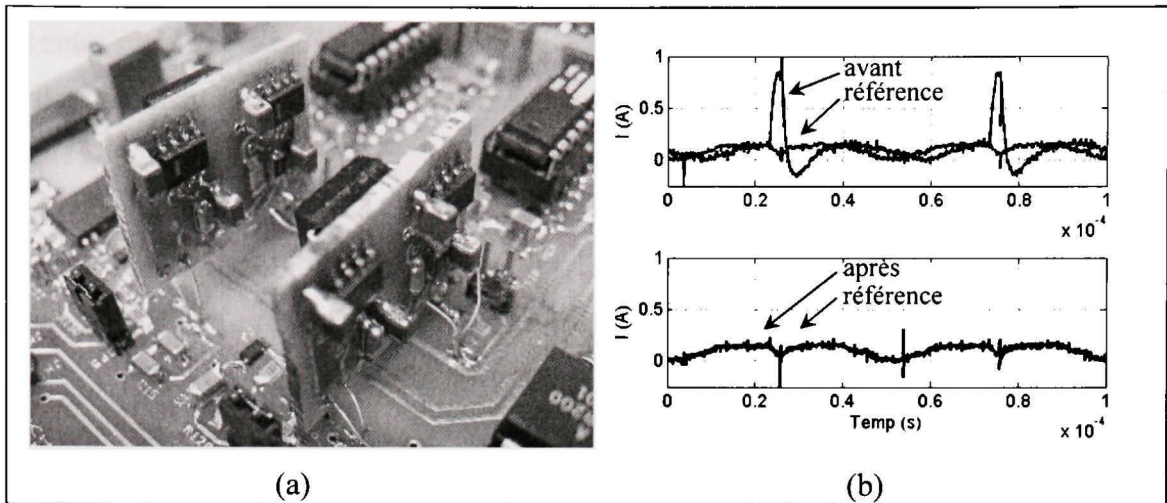


Figure 4.16 Nouveau circuit d'isolation optique (a) et lecture de courant avant et après la modification (b).

Afin de représenter l'impact d'une bande passante insuffisante sur la lecture des courants, la Figure 4.17 montre une simulation du couple réel de la machine et de celui estimé à travers la lecture de courant déficiente. Au moment P1 où le contrôleur aurait dû changer la trajectoire de commande afin de réduire l'erreur de couple, le couple estimé avait à peine franchi la bande inférieure d'hystérésis de sorte que la commutation n'est pas survenue au point P1 mais plutôt P1', ce qui a entraîné une erreur de commande de couple très importante.

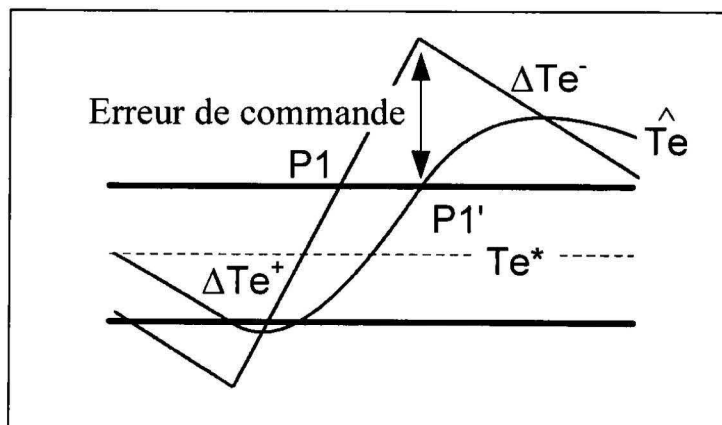


Figure 4.17 Effet sur le couple d'une bande passante insuffisante à la mesure du courant.

Un autre problème similaire survient lorsque le système échantillonne le couple au moment où il s'apprêtait à sortir de la bande d'hystérésis (à la fin du premier cycle de T_s). Dans ce cas, le couple continu à croître pour une autre période d'échantillonnage ce qui entraîne une erreur de couple importante. Cette erreur sera d'autant plus grande que la période d'échantillonnage. Afin de respecter les spécifications d'ondulation de couple, la bande d'hystérésis devra être ajustée en conséquence.

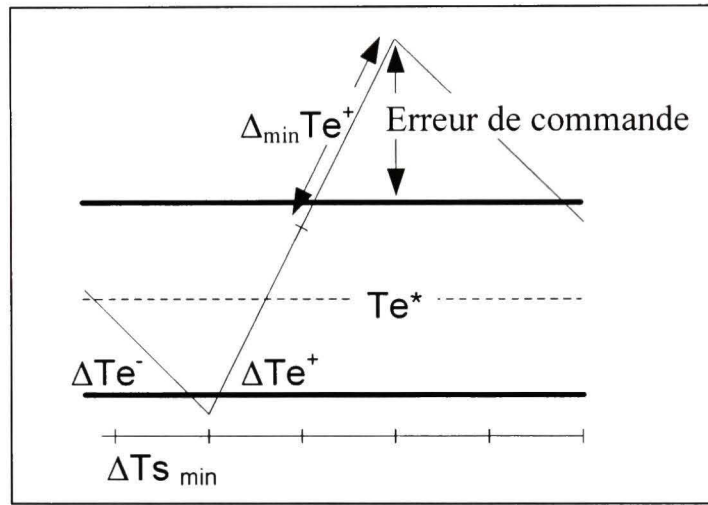


Figure 4.18 Effet sur le couple par contrainte d'échantillonnage de la commande.

L'estimation de l'augmentation du couple pendant une période peut être approximée de la façon suivante (Casadei et al., 2002).

$$\Delta T_c = \Delta T_{k1} + \Delta T_{k2} \quad (4.10)$$

où

$$\Delta T_{k1} = -T_k \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \cdot \frac{T_s}{\sigma} \quad (4.11)$$

$$\Delta T_{k2} = P_p \frac{L_M}{\sigma L_s L_r} \left[(v_{sk} - j\omega_{rk} \lambda_{sk}) \cdot j\lambda_{rk} \right] T_s \quad (4.12)$$

Il en résulte que pour une période d'échantillonnage de 50 μ s, où la machine tourne à 100 rads/s avec un couple initial de 0.6 N.m. et une tension de bus de 125 volts, l'ondulation de couple théorique se situe à 0.08 N.m. ce qui représente près de 12 % du couple nominal.

Enfin, l'équation (4.5) montre clairement que les courants rotoriques et statoriques entrent dans le calcul du couple dans un référentiel commun, ici le référentiel rotorique. Ce passage implique directement la connaissance de l'angle des phases rotoriques afin d'effectuer le changement de référentiel. Cet angle, dérivé à partir du disque cartonné mentionné au sous-chapitre 3.8, induit inévitablement une erreur dans l'estimation du couple, ce qui contribue à augmenter l'ondulation de couple et par le fait même à compliquer l'implantation de la technique de commande.

Notre bilan nous indique que nous n'avons toujours pas, à ce point, trouvé une solution nous permettant de ne pas avoir à recouvrir ni aux paramètres de la MADA, ni à la connaissance de la position des phases du rotor à l'aide d'un encodeur de position.

4.5 Commande directe de la puissance active et réactive de la MADA

L'étude de la littérature est parfois surprenante. Généralement, les systèmes évoluent sur des bases qui sont à l'origine très simples et qui se complexifient avec le temps. Le passage de la commande vectorielle vers la commande directe de couple et de flux est marqué par une simplification majeure de l'algorithme de commande. Seulement, on pourrait vraiment se demander pourquoi le développement de la commande directe des puissances active et réactive n'est pas survenu avant la commande directe de couple et de flux (Datta et Ranganathan, 2001). En effet, si la simplification de l'algorithme de commande a été majeure dans le premier cas, elle l'est tout autant lorsque l'on regarde le passage de la commande directe de couple et flux vers la commande directe de la puissance active et réactive.

Le développement de cette nouvelle technique de commande est basé exactement sur les mêmes relations vectorielles qui gouvernent la commande directe de couple et de flux.

Seulement, plutôt que de s'attarder à contrôler des composantes estimées à partir des paramètres de la machine, la commande s'intéresse uniquement à l'échange des puissances active et réactive entre la machine et sa source d'alimentation. De plus, puisque l'on peut calculer les puissances instantanées sans avoir recours à des transformations de référentiels en rotation, l'angle de la position des phases rotoriques ne sera alors plus nécessaire. Aussi, la puissance étant directement calculée à partir des courants et de la tension, la connaissance des paramètres de la machine ne sera plus requise, une caractéristique aussi étonnante que les performances qui en découlent, à rendre jaloux n'importe quel manufacturier d'entraînements électriques.

Afin de bien comprendre le principe de fonctionnement, reprenons les schémas vectoriels de la commande directe de couple et de flux mais en discutant plutôt de la puissance active et réactive. Il est entendu que l'augmentation du couple (angle γ) à vitesse constante implique une augmentation de la puissance consommée par la machine. On rappelle ici que la puissance positive est absorbée par la machine en mode moteur alors qu'elle est négative en mode générateur. Cette relation est aussi vraie en mode générateur où une augmentation du couple réduit la puissance générée par la machine (augmente la puissance positive). Il suffit essentiellement d'échanger le terme couple par puissance active dans la commande directe de couple et de flux afin d'obtenir un entraînement à commande directe des puissances active et de flux. Malheureusement, une grande difficulté persiste dans le calcul de l'angle du flux rotorique. À cet égard, la commande directe des puissances active et réactive offre un moyen robuste de connaître le secteur actuel du flux rotorique.

Le traitement de la puissance réactive est identique en tous points à celui du flux dans la commande directe de couple et de flux. Un apport en flux rotorique contribue au redressement du facteur de puissance au stator, c'est-à-dire à une diminution de la puissance réactive consommée (positive) par la machine. Cette relation est toujours vraie, quelque soit le mode d'opération de la machine.

Suite à ces conclusions, le Tableau 4.1 peut être repris en termes de puissance active et réactive afin d'obtenir le Tableau 4.3 ci-dessous.

Tableau 4.3

Sélection des vecteurs selon la commande en puissance active et réactive

Variable	Augmente	Diminue
Puissance réactive	V_k, V_{k+1}, V_{k-1}	$V_{k+2}, V_{k-2}, V_{k+3}$
Puissance active	V_{k+1}, V_{k+2}	V_{k-1}, V_{k-2}

Il en découle que le Tableau 4.4 des vecteurs optimaux est dérivé de la même manière en donnant priorité au contrôle de la puissance active sur la puissance réactive.

Tableau 4.4

Sélection des vecteurs optimaux (puissance active et réactive)

Flux	Erreur	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
Q ++	P ++	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	P =	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	P --	V6	V1	V2	V3	V4	V5
Q --	P ++	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	P =	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	P --	V5	V6	V1	V2	V3	V4

où

$$\begin{aligned}
 Q++ &\Rightarrow Q^* \geq Q + \Delta Q \\
 Q-- &\Rightarrow Q^* \leq Q - \Delta Q
 \end{aligned}
 \tag{4.13}$$

et

$$\begin{aligned}
P_{++} &\Rightarrow P^* \geq P + \Delta P \\
P_{--} &\Rightarrow P^* \leq P - \Delta P \\
P = &\Rightarrow P^* \geq P - \Delta P \quad \& \quad P^* \leq P + \Delta P
\end{aligned}
\tag{4.14}$$

Une réalité fondamentale sur laquelle s'appuie la commande des puissances active et réactive est que le déplacement du flux rotorique dans la machine suit une progression continue dans le temps et qu'il semblera traverser chaque secteur un à un s'il est échantillonné suffisamment. L'étude du Tableau 4.4 nous indique que si le flux rotorique était par exemple dans le secteur 2 et que le vecteur 3 venait tout juste d'être appliqué, la variation de puissance réactive mesurée au stator doit inévitablement être négative puisque le vecteur 3 augmente l'apport en puissance réactive au rotor. S'il n'en avait pas été ainsi, nous serions contraints d'admettre que notre estimation du secteur n'est plus juste et que le flux serait plutôt dans le secteur 1 ou 5. Compte tenu qu'il était précédemment dans le secteur 2, il serait peu probable qu'il soit maintenant dans le secteur 5, puisqu'il aurait « sauté » par-dessus deux autres secteurs. Le synopsis précédent peut être représenté à l'aide des tableaux de références (Tableau 4.5 et Tableau 4.6) basés sur le Tableau 4.4. La première table de référence vérifie la condition de variation de la puissance réactive. C'est-à-dire qu'elle vérifie si la variation de puissance réactive mesurée au stator correspond bien à celle anticipée pour le secteur et le vecteur courant.

Tableau 4.5

Suivi de la variation de la puissance réactive

Secteur	V0	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
1	0	-	-	+	+	+	-	0
2	0	-	-	-	+	+	+	0
3	0	+	-	-	-	+	+	0
4	0	+	+	-	-	-	+	0
5	0	+	+	+	-	-	-	0
6	0	-	+	+	+	-	-	0

En réponse à la table de vérification de variation de puissance réactive, dans le cas où il y a incohérence entre la valeur anticipée et celle mesurée, le Tableau 4.6 suggère une modification du secteur en cours. Par exemple, reprenons notre exemple précédent où nous supposons que le flux se situe dans le secteur 2 et où, suite à l'application du vecteur 3, la variation de puissance réactive au stator a été positive, ce qui est en contradiction avec le Tableau 4.5. À cet effet, le Tableau 4.6 suggère de décrémenter (-1) le secteur en cours. Si l'on se réfère à nouveau au Tableau 4.5, pour le secteur 1 et le vecteur 3, la variation anticipée de puissance réactive concorde maintenant avec celle mesurée.

Tableau 4.6

Table de mise à jour des secteurs

Secteur	V0	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
1	0	0	-1	+1	0	-1	+1	0
2	0	+1	0	-1	+1	0	-1	0
3	0	-1	+1	0	-1	+1	0	0
4	0	0	-1	+1	0	-1	+1	0
5	0	+1	0	-1	+1	0	-1	0
6	0	-1	+1	0	-1	+1	0	0

Le processus de régulation de la puissance active et réactive ne nécessite que de simples régulateurs à hystérésis et la détection du secteur ne dépend donc d'aucun paramètre interne ou externe à la machine, ni de la connaissance de la position du rotor. Les équations (4.15) et (4.16) sont à elles seules suffisantes à gouverner la MADA.

$$P_s = \frac{3}{2} (V_{qs} \cdot I_{qs} + V_{ds} \cdot I_{ds}) \quad (4.15)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (V_{qs} \cdot I_{ds} - V_{ds} \cdot I_{qs}) \quad (4.16)$$

4.6 Schéma de la commande directe des puissances active et réactive

La structure détaillée de la commande directe des puissances active et réactive de la MADA est présentée à Figure 4.19. D'une simplicité déconcertante, trois tables de références, deux régulateurs à hystérésis et le calcul des puissances actives et réactives sont nécessaires à son fonctionnement. Les résultats de simulations et expérimentaux montrent que la détection du secteur est très robuste et que le fonctionnement est possible à partir d'une vitesse nulle jusqu'au fonctionnement en mode hypersynchrone. De plus, aucun circuit externe n'est requis afin de synchroniser la MADA avec le réseau électrique puisque la détection du secteur courant s'effectue à l'intérieur de trois périodes d'échantillonnage, ce qui signifie en moins de 150 μ s. Ceci s'explique par le fait que la distance entre deux secteurs différents est d'au plus trois secteurs, donc trois périodes d'échantillonnage.

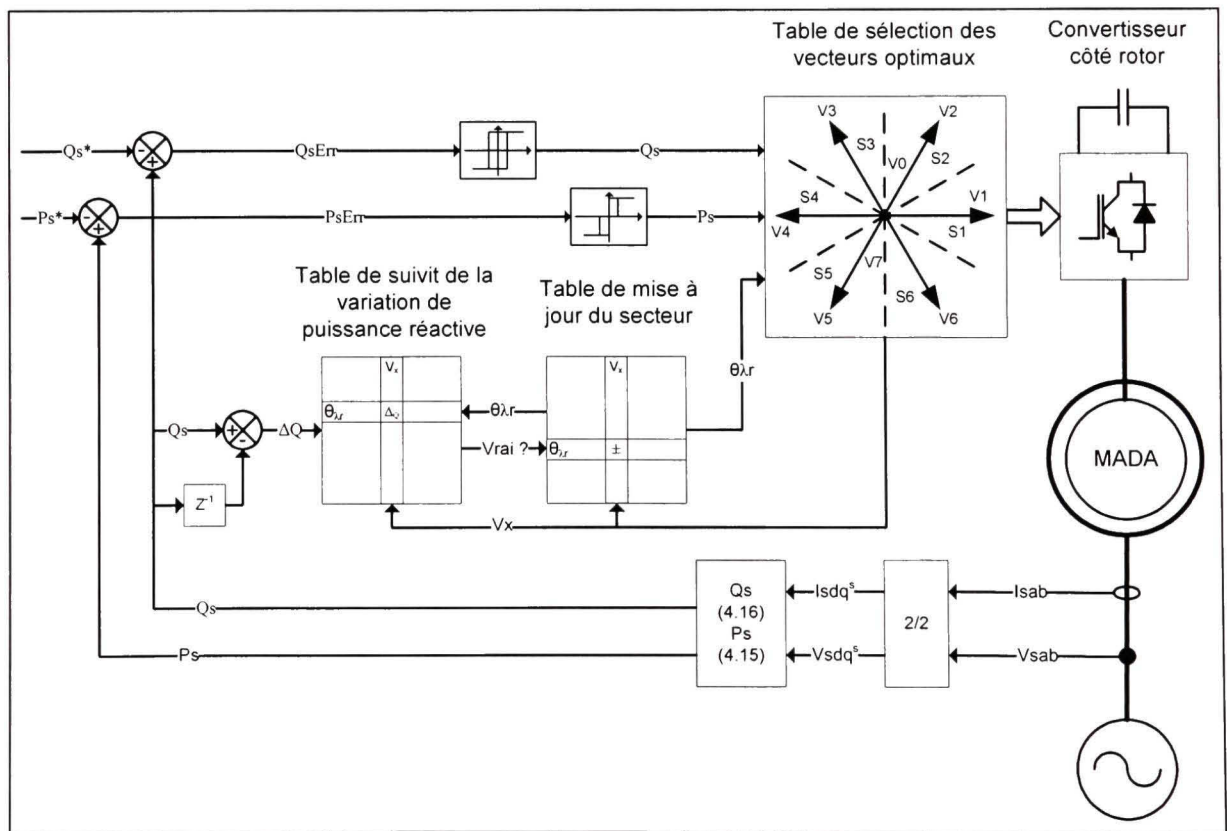


Figure 4.19 Structure de la commande directe des puissances active et réactive de la MADA.

4.6.1 Résultats de simulations

Les résultats de simulations avec la commande directe des puissances active et réactive sont présentés à la Figure 4.20. La machine est déjà synchronisée avec le réseau électrique mais consomme de la puissance réactive alors qu'à $t = 0.05$ sec la référence en puissance réactive est ajustée à zéro de sorte que le facteur de puissance au stator est maintenu unitaire. Ici, comparativement aux entraînements précédents, aucune table de référence n'est nécessaire ni régulateur. Le passage de puissance (couple) zéro à puissance nominale en fonctionnement moteur s'effectue à $t = 0.1$ sec et en fonctionnement générateur à $t = 0.2$ sec. Nous pouvons observer que les réponses transitoires sont très similaires à la commande directe de couple et que le facteur de puissance est maintenu unitaire en tout temps. À $t = 0.05$ sec, la vitesse de la machine passe brusquement de 0 à 120 rads/s avant que les échelons de puissance active ne soit appliqués. Ensuite, toujours en mode générateur, à $t = 0.27$ sec, la machine passe du mode hyposynchrone à hypersynchrone où l'on aperçoit le changement de phase du courant rotorique alors que la vitesse franchie 188.5 rads/s. Nous remarquons que le courant statorique n'est pas affecté par la variation de vitesse puisque la régulation de puissance s'effectue à même les courants statoriques. De plus, nous soulignons que la régulation de puissance au stator implique directement la compensation des pertes mécaniques et électriques, et ce même si la tension d'alimentation fluctuait. Par contre, elle ne tient pas compte des échanges de puissance de glissement au rotor ce qui ne constitue pas un véritable contrôle de la puissance absorbée ou délivrée par la machine.

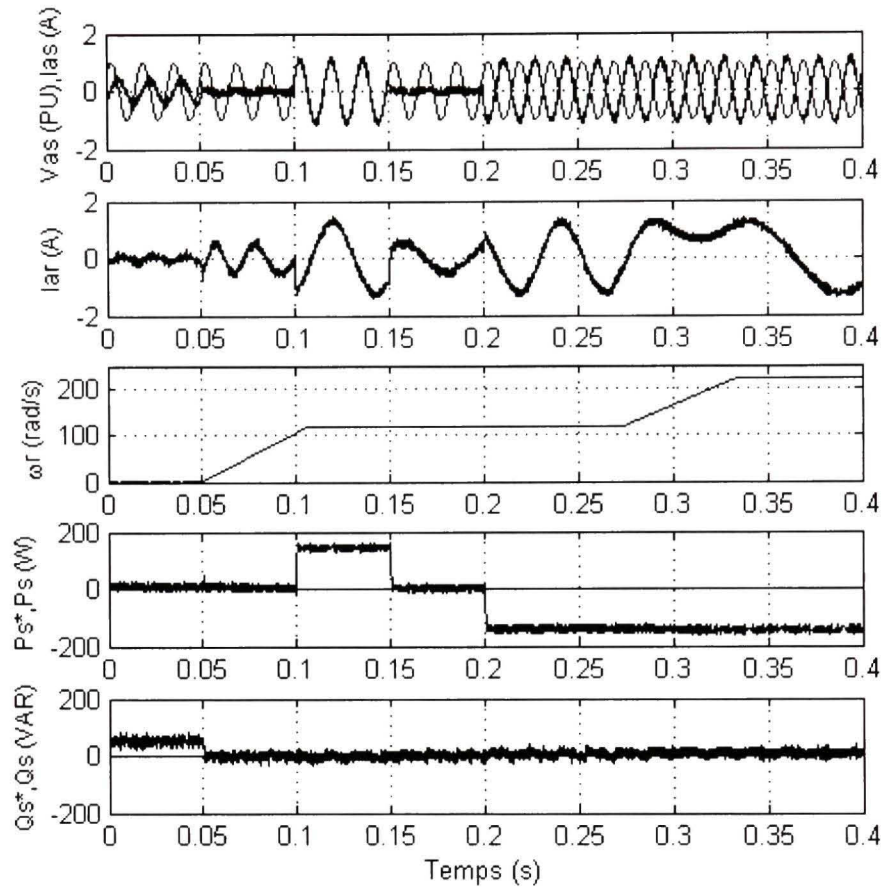


Figure 4.20 Résultats de simulations avec la commande directe des puissances.

4.6.2 Résultats expérimentaux

Afin d'appuyer les résultats de simulations et de comparer les performances en laboratoire, nous présentons ici les résultats expérimentaux toujours dans le même ordre que les commandes précédentes.

La Figure 4.21 présente la MADA où, cette fois-ci, le circuit du stator est ouvert et où aucune impulsion n'est envoyée sur les IGBT de l'onduleur au rotor. À l'instant $t = 0.043$ sec, les phases statoriques se referment sur le réseau et l'entraînement fourni immédiatement la puissance réactive nécessaire au circuit magnétique de sorte que le réseau n'est pas sollicité

en puissance réactive. Ceci démontre que la synchronisation de la MADA au réseau est instantanée, ce qui nous avait été impossible de réaliser auparavant compte tenu des limitations matérielles.

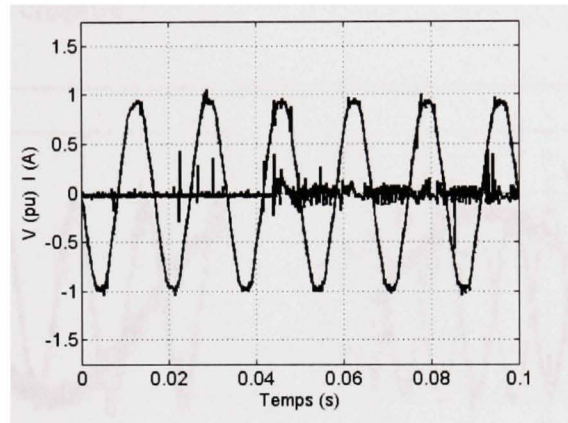


Figure 4.21 Synchronisation de la MADA flottante sur le réseau électrique avec la commande des puissances active et réactive.

La réponse aux échelons de puissance active en mode moteur (a) et générateur (b) à la Figure 4.22 démontre avec quelle précision et vitesse la commande directe des puissances peut poursuivre ses références. De plus, le facteur de puissance est maintenu unitaire en tout temps et la détection du secteur courant n'est pas perturbée par l'imposition d'un échelon.

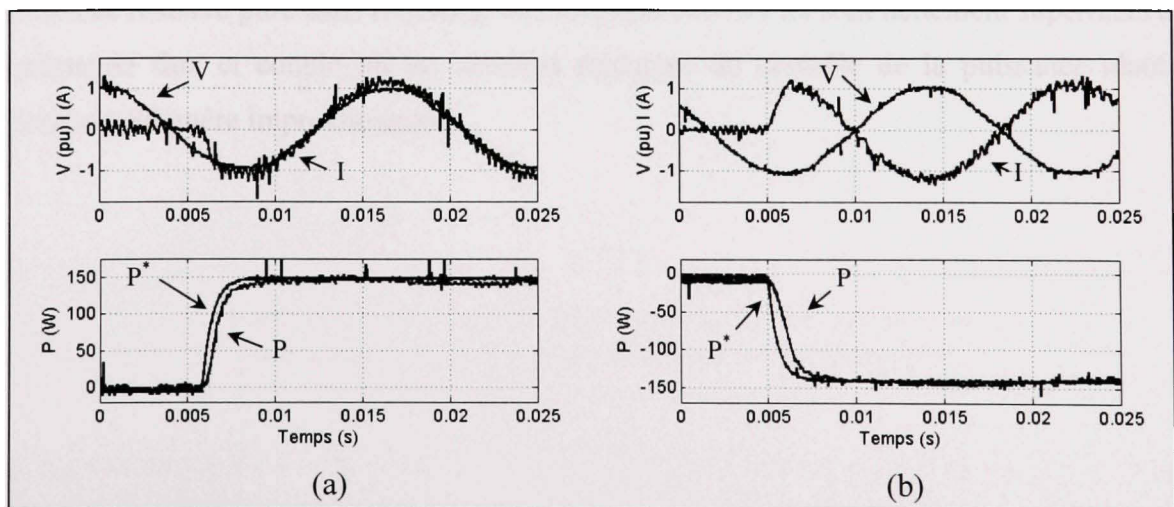


Figure 4.22 Réponse à l'échelon de puissance active avec la commande directe des puissances active et réactive.

La superposition de la tension, courant statorique et courant rotorique à la Figure 4.23 montre des sinusoïdes parfaites, bien que bruitées par la commutation à haute fréquence, signe d'un contrôle parfait des grandeurs électriques où la finesse des sinusoïdes se rapproche de la commande vectorielle du chapitre 3.

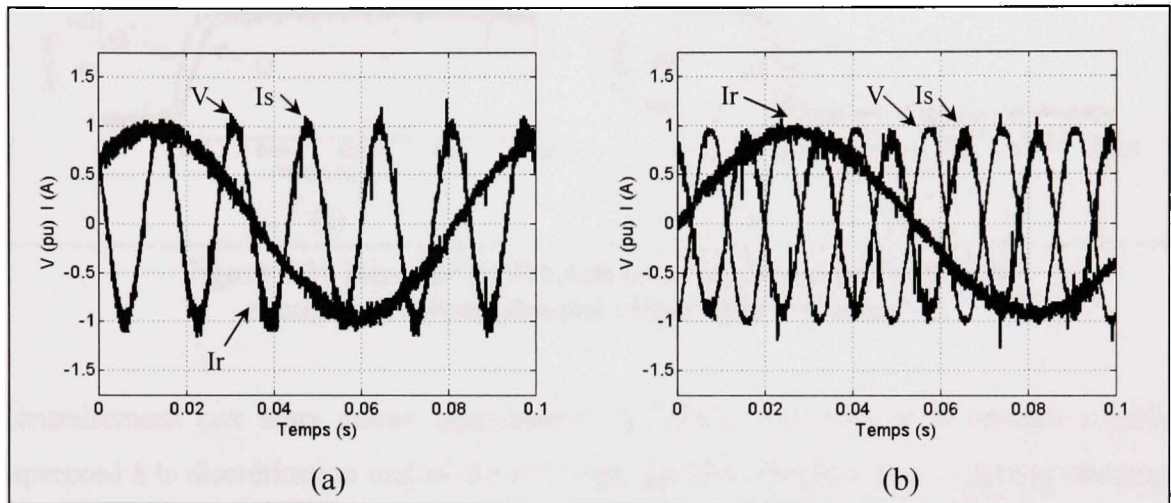


Figure 4.23 Courant du rotor et stator à puissance nominale avec la commande directe des puissances active et réactive.

Les transitoires de puissance réactive à la Figure 4.24 démontrent avec quelle précision la commande des puissances active et réactive permet une injection puissante et instantanée de puissance réactive pure dans le réseau. Les résultats obtenus ici sont nettement supérieurs à la commande flux et couple où les résultats pratiques du contrôle de la puissance réactive n'avaient été guère impressionnants.

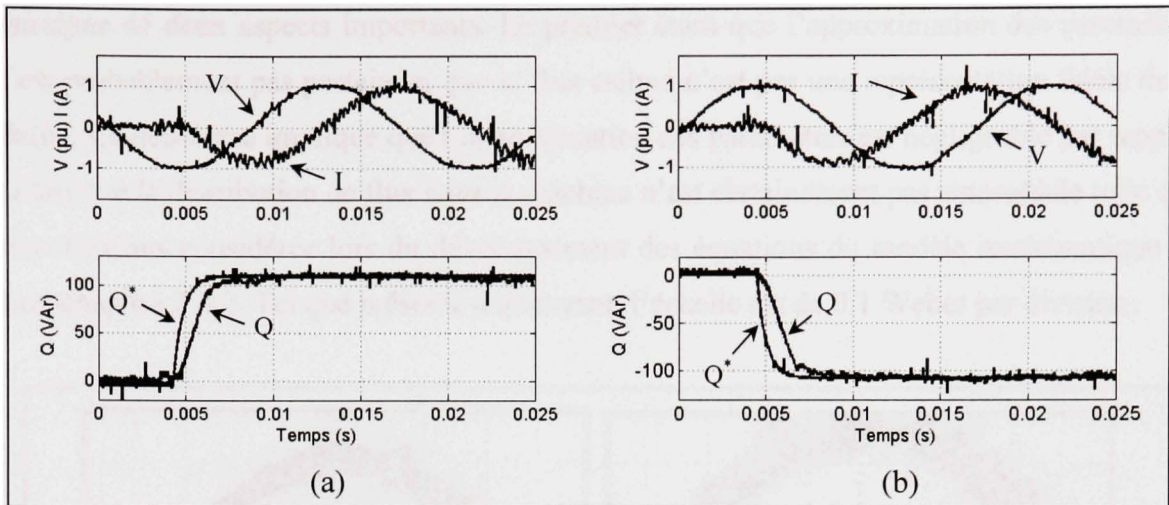


Figure 4.24 Réponse à l'échelon de puissance réactive avec la commande directe des puissances active et réactive.

Contrairement aux deux autres commandes, la Figure 4.25 montre le courant rotorique superposé à la discrétisation sectorielle de l'angle du flux rotorique. On y aperçoit clairement les plateaux de discrétisation puisque la commande ne permet pas de calculer la position exacte du flux.

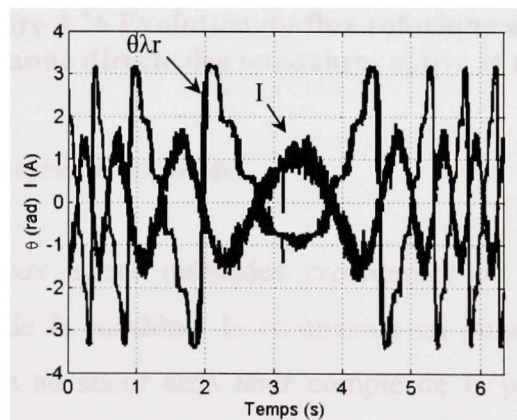


Figure 4.25 Passage de hypo à hypersynchrone avec la commande directe des puissances active et réactive.

La représentation de l'estimation du flux rotorique basé sur les équations en (2.55) dans le plan « x - y » à la Figure 4.26 permet de démontrer que même si la puissance réactive (flux) est maintenue constante à l'intérieur d'une bande d'hystérésis très fine, la distribution résultante en composantes directe et quadrature n'est pas parfaitement sinusoïdale ce qui

témoigne de deux aspects importants. Le premier étant que l'approximation des paramètres n'est probablement pas parfaite et que le flux estimé n'est pas une représentation fidèle de la réalité. Le deuxième implique que l'approximation des paramètres est négligeable par rapport au fait que la distribution de flux dans la machine n'est certainement pas sinusoïdale telle que nous l'avions considérée lors du développement des équations du modèle mathématique au sous-chapitre 2.4.2. Tel que présenté auparavant, l'échelle est de 0.1 Weber par division.

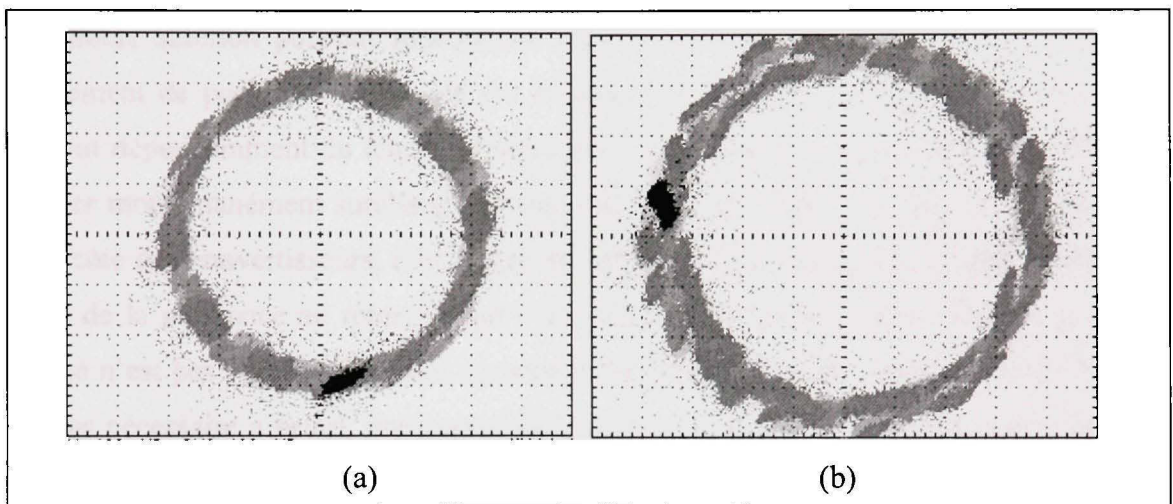


Figure 4.26 Évolution du flux rotorique avec la commande directe des puissances active et réactive.

4.6.3 Difficultés rencontrées et solutions

Comparativement aux deux autres méthodes précédentes où l'on commande le couple (courant en quadrature) de la machine, la commande en puissance active et réactive ne contrôle que la puissance au stator sans tenir compte de la puissance de glissement qui s'écoule au rotor. Ceci compliquera certainement le scénario de contrôle lorsque nous nous attarderons à la recherche du point d'opération optimal de l'éolienne au sous-chapitre 6.2.1. De plus, il pourrait être difficile de contrôler la puissance électrique réelle de la machine si nous ne connaissons pas la vitesse, ce qui pourrait éventuellement mener à la surcharge de la machine. Il existe cependant des solutions alternatives à ce problème telles :

- Mesurer la puissance totale au point de connexion du stator et du convertisseur côté réseau.
- Mesurer la puissance au stator et rotor et faire la somme.
- Mesurer les courants et tensions au stator, courants au rotor et estimer le glissement à l'aide d'un modèle.
- Mesurer la puissance s'écoulant au bus de tension continue.

La première solution pourrait fonctionner s'il n'y avait pas de filtre actif pour perturber l'écoulement de puissance active, ce qui n'est pas le cas dans l'architecture proposée. De plus, tout dépendamment du temps de réponse du régulateur de bus, la machine pourrait se retrouver momentanément surchargée puisque la puissance réelle au rotor sera déphasée de l'autre côté des convertisseurs, c'est-à-dire du côté réseau. La deuxième solution implique la mesure de la puissance au rotor, ce qui n'est pas évident du fait que le vecteur de tension appliqué n'est pas régulier. De plus, comme il faudrait mesurer les courants du rotor, ce qui n'est pas nécessaire a priori, une caractéristique en faveur de cette technique de commande serait perdue. La troisième technique, basée sur un observateur de vitesse, implique nécessairement la connaissance de certains paramètres de la machine ce qui n'est absolument pas souhaitable. De plus, comme il y aurait nécessairement un temps de stabilisation requis (voir même que l'observateur ne convergerait pas pour des vitesses faibles ou proches de la vitesse synchrone), la machine ne serait pas à l'abri de surcharges ou d'une zone d'instabilité. De son côté, bien qu'il soit impossible dans notre cas de réaliser cette quatrième solution, la mesure de la puissance instantanée s'écoulant sur le bus permettrait probablement une opération fiable, performante et sécuritaire de la machine.

Il est à noter que ce type de commande dépend de la tension statorique, et que si cette dernière était distorsionnée, les courants imposés à la machine seraient à l'image de la tension si aucune précaution n'est prise. Afin de rendre la commande plus robuste, une boucle PLL pourrait être ajoutée afin de recréer une tension d'alimentation sans distorsion. Cependant, il faudrait étudier sérieusement l'impact de cette boucle sur la détection du secteur courant.

Malgré ces solutions, il n'existe pas de moyen sans compromis qui permettrait le parfait contrôle de la machine sans compromettre ses qualités originales.

4.7 Analyse des résultats

À la lumière de ces résultats, et avant de sauter dans le prochain chapitre traitant du filtre actif parallèle, nous consacrons une partie spéciale afin de comparer les résultats de nos trois entraînements précédents sous forme de tableaux comparatifs et récapitulatifs.

Le Tableau 4.7 présente les signaux nécessaires au fonctionnement des entraînements afin de réaliser le contrôle parfait en couple, puissance active, réactive et la correction du facteur de puissance, nécessaires à notre projet. On remarque que dans tous les cas, il n'est pas nécessaire de mesurer la tension appliquée au rotor puisque nous contrôlons le courant par la sélection d'un vecteur optimal de flux ou en estimant la FEM de la machine à l'aide de ses paramètres. Par contre, la tension au stator est nécessaire dans tous les cas, afin de synchroniser le système de référentiel pour la commande vectorielle et directe de flux-couple ainsi qu'au calcul des puissances dans la commande des puissances active-réactive.

La commande directe de couple est la seule qui ne requiert pas une mesure de la vitesse. Ceci s'explique d'abord par le fait qu'il n'existe pas de termes de découplage dépendant de la vitesse de la machine comme dans la commande vectorielle. Quant à la commande directe des puissances, dans sa configuration actuelle, elle ne permettrait pas de tenir compte de la puissance de glissement sans la connaissance de la vitesse. De son côté, la connaissance de la position des phases du rotor est un problème encore plus sérieux d'un point de vue pratique et seule la commande directe des puissances offre une solution simple, robuste et efficace à cet effet.

La commande directe des puissances ne requiert pas la mesure des courants du rotor, ce qui est à priori un très bon avantage. Par contre, une mesure, si imprécise soit-elle, serait fortement recommandée afin de protéger la machine. Dans le cas de la commande vectorielle

et directe de flux-couple, le courant rotorique est utilisé dans les équations de flux et de couple en combinaison avec le courant statorique dans un référentiel commun. Il en va de même pour l'inductance propre rotorique, statorique et l'inductance de magnétisation, à la différence que l'inductance propre statorique est seulement nécessaire à la commande vectorielle dans le calcul du flux statorique. La commande directe des puissances ne fait pas exception sur toute la ligne et requiert le courant statorique pour le calcul des puissances.

Tableau 4.7

Comparaisons des paramètres nécessaires
à l'implantation de la commande

Variable	Orientation de flux	Directe de couple	Directe de puissance
$V_r (a, b)$	-	-	-
$V_s (a, b)$	X	X	X
ω_r	X	-	X*
θ_r	X	X	-
$I_r (a, b)$	X	X	-
$I_s (a, b)$	X	X	X
L_M	X	X	-
L_{ls}	X	X	-
L_{lr}	X	-	-

* optionnel à la base, mais requis à vitesse variable.

Les Tableau 4.8 et Tableau 4.9 dressent un bilan des caractéristiques et performances telles qu'expérimentées en laboratoire et présentées dans ce travail. Il s'agit dans un premier temps de mesurer les régimes transitoires des réponses aux commandes en couple (courant d'axe direct, puissance active) et puissance réactive au Tableau 4.8. Il est à noter que pour l'application actuelle, des réponses transitoires rapides ne sont pas obligatoires au bon fonctionnement de l'éolienne puisque la dynamique mécanique du système est très lente

compte tenu de l'inertie considérable de la turbine. Sans aucune surprise, les techniques directes offrent des performances similaires, bien au devant de la commande vectorielle de flux. Cependant, seule la commande directe des puissances ne nécessite pas de mécanisme spécialisé afin d'effectuer la synchronisation avec le réseau, une caractéristique très intéressante qui lui permet d'être reconnectée au réseau en tout temps sans perturbation.

Tableau 4.8

Comparaisons des réponses transitoires expérimentales

Réponse transitoire (ms)	Vectorielle de flux	Directe de couple	Directe de puissance
Échelon de couple/puissance négatif	10	2.5	2.5
Échelon de couple/puissance positif	10	1.5	1.5
Échelon de puissance réactive négatif	10	2.5	2.5
Échelon de puissance réactive positif	5	2.5	2.5
Synchronisation automatique au réseau	-	-	< 0.15

De son côté, le Tableau 4.9 précise les conditions d'implantation afin d'obtenir les performances transitoires précédentes. Nous apportons des précisions sur le temps minimum nécessaire et alloué à un cycle complet de calcul, le nombre de signaux à échantillonner, la bande passante sur les mesures requise, le type de modulation utilisé, le genre d'encodeur requis et la distorsion du courant du réseau.

Tableau 4.9

Bilan des caractéristiques techniques des entraînements

Caractéristique	Vectorielle de flux	Directe de couple	Directe de puissance
Temps minimum d'un cycle de calcul	42* μ s	33* μ s	19 μ s
Temps alloué actuel au cycle de calcul	50 μ s	40 μ s	40 μ s
Nombre de signaux à échantillonner	7	6	4
Bande passante requise des capteurs de courant	> 2 kHz	> 25 kHz	> 25 kHz
Type de modulation	PWM	Vectoriel	Vectoriel
Type d'encodeur requis	ω, θ	ω, θ	ω
Distorsion harmonique de courant réseau	< 2 %	< 5 %	< 3 %

* Le calcul de l'angle du flux rotorique est distribué sur deux périodes d'échantillonnage.

Le Tableau 4.10 présente un résumé subjectif suite à des réflexions personnelles sur le sujet au cours de l'implantation en laboratoire. Nous ferons un survol de chacun des critères de performance afin de clarifier les motifs de l'évaluation.

Le premier élément de performance concerne la complexité du traitement numérique des équations. Nous considérons l'espace mémoire nécessaire, le temps requis afin d'effectuer la boucle de calcul et le nombre de signaux à échantillonner. La distinction entre la commande vectorielle et celle directe de couple est peut-être surprenante, mais il ne faut pas oublier qu'elles nécessitent sensiblement les mêmes signaux, que l'espace mémoire par rapport au temps de calcul est proportionnel et similaire. Évidemment, la commande des puissances n'a besoin à la base que de trois équations si l'on mesure la vitesse afin de compenser la puissance de glissement et c'est pourquoi nous l'avons cotée faible en terme de complexité.

Par rapport à l'immunité à la dépendance aux paramètres, si l'on considère le contrôle du flux et du couple pour tous les entraînements, il n'en reste pas moins que la commande directe des puissances est nettement plus robuste que ses rivales, se référer au Tableau 4.7. De plus, la commande directe de couple est particulièrement sensible à la variation de l'inductance de fuite rotorique dans le calcul du flux, heureusement qu'il est possible d'estimer le couple simplement à l'aide de l'équation (4.5).

Du point de vue complexité d'implantation, nous avons déjà mentionné que les commandes de types directes ont nécessités des contorsions technologiques importantes. De plus, la commande vectorielle nécessite une attention particulière à la gestion des ressources. Cependant, la commande directe des puissances, une fois maîtrisée, permet d'obtenir d'excellents résultats sans complications logicielles et c'est pourquoi nous l'avons évaluée à modérée plutôt qu'élevée.

Par rapport à la contrainte sur la période d'échantillonnage, notre expérience personnelle nous informe qu'il n'est pas recommandé de descendre la période en deçà de 50 μ s pour les techniques directes, autrement la distorsion harmonique et l'ondulation de couple deviennent trop importantes. Par contre, plus la dynamique imposée sera lente avec la commande vectorielle, plus la période d'échantillonnage pourra être longue, sans nécessairement compromettre l'intégrité des sinusoïdes jusqu'à des périodes avoisinants les 200 μ s.

Notre critère de fiabilité implique le nombre de signaux à échantillonner, l'information de position et vitesse de l'encodeur, la dépendance aux paramètres et les contorsions de programmation afin d'éviter la perte de contrôle dans les régimes transitoires et le démarrage. Sans surprise la commande vectorielle est nettement plus compliquée à réaliser que les techniques directes car elle s'appuie sur la connaissance de la majorité des variables, d'un régime sinusoïdal non garantie lors de perturbations sur le réseau en plus d'avoir à constamment limiter l'excursion des variables de contrôle ce qui diminue notre cote de fiabilité. La commande directe de flux n'est pas non plus notre meilleure solution afin d'assurer la fiabilité, cependant elle ne s'appuie pas sur un régime sinusoïdal idéologique et

requiert un suivi nettement moins sévère des variables de contrôle. Quant à la commande directe des puissances, grâce à sa simplicité, tant au niveau des signaux requis que des calculs nécessaires, en plus de son auto synchronisation au réseau, récolte une cote élevée.

Par rapport à la stabilité transitoire, même avec de bonnes précautions, la commande vectorielle restera plus fragile que les techniques directes et c'est pourquoi nous avons limité en simulation et laboratoire la pente des trajectoires de référence. Nous observons que les techniques directes se comportent d'une manière très similaire excepté que la commande des puissances possède un mécanisme de synchronisation automatique qui permet d'augmenter la stabilité.

Assurément, la commande vectorielle est celle qui génère le moins d'harmoniques de courant compte tenu qu'elle utilise une modulation à largeur d'impulsions à haute fréquence et une commande qui impose automatiquement des références sinusoïdales. Pour les techniques directes telle la commande directe de couple, la forme du courant dépendra fortement de la construction de la machine. Pensons entre autre à la distribution de flux sur les pôles qui, a moins d'utiliser une machine de très grande qualité, ne sera pas sinusoïdale et symétrique. Puisque nous désirons obtenir un couple constant, et que la distribution de flux n'est pas idéale, le courant résultant sera distorsionné. À l'inverse, pour la commande directe des puissances, si nous assumons que la tension statorique est sinusoïdale, les courants statoriques le seront parfaitement, ce que nous observons en pratique.

Tel que nous l'avons mentionné, la modulation à largeur d'impulsions de la commande vectorielle n'est pas très efficace au point de vu de l'utilisation de la tension du bus de tension continue puisque l'indice de modulation est relativement limité dans la forme actuelle. Des solutions existes afin d'améliorer les performances telle l'injection de la 3^e harmonique mais le meilleur moyen serait d'utiliser simplement la modulation vectorielle. L'objectif de notre travail n'étant pas d'optimiser les performances du système, nous sommes néanmoins conscients qu'il n'est pas souhaitable d'augmenter inutilement la tension du bus

compte tenu de l'augmentation des pertes et du coût des composantes électriques et électroniques, un problème que nous ne rencontrons pas avec les techniques directes.

Notre dernier critère de performance se rapporte à la précision de la poursuite des trajectoires des références. L'indépendance aux paramètres de la machine et de son environnement de la commande directe des puissances, combinée à un principe de régulation par hystérésis des puissances, distingue largement cette technique de commande par rapport à la commande directe de couple et la commande vectorielle. Même si la commande vectorielle s'appuie sur la connaissance de la majorité des variables, en plus de recourir à un découplage des variables, elle possède des régulateurs à action intégrale qui permettent d'atténuer légèrement l'erreur sur la commande en courant. Il reste néanmoins que la poursuite en régime transitoire ne sera jamais parfaite et c'est pourquoi nous l'avons coté « modérée » et égale à la commande directe de couple.

Tableau 4.10

Comparaisons des performances

Critère de performance	Orientation de flux	Directe de couple	Directe de puissance
Complexité du traitement numérique	élevée	élevée	faible
Immunité à la dépendance aux paramètres	faible	faible	élevée
Complexité d'implantation	élevée	élevée	modéré
Contrainte sur la période d'échantillonnage	faible	élevée	élevée
Fiabilité	faible	modérée	élevée
Stabilité transitoire	modérée	élevée	élevée
Pollution harmonique	faible	modérée	modérée
Optimisation du bus de tension continue	faible	élevée	élevée
Précision - Fidélité à la commande	modérée	modérée	élevée

4.8 Conclusion partielle

Nous avons terminé le chapitre 3 sur commande vectorielle en soulignant entre autre que ce type d'entraînement souffre de plusieurs points faibles tels la dépendance au capteur de position, dépendance aux paramètres et la synchronisation au réseau électrique. Nous avons entamé l'étude de techniques de commandes directes avancées en commençant par la commande directe de couple et de flux. Essentiellement, nous avons remarqué des gains grâce au principe de régulation par hystérésis du couple et du flux rendu possible par l'utilisation des vecteurs de commutation instantané. Néanmoins, la commande directe de couple et de flux ne s'est pas avérée une solution à nos problèmes initiaux puisqu'elle requiert essentiellement les mêmes informations (paramètres de la machine, position des phases rotoriques) et que les résultats expérimentaux n'ont pas été à la hauteur de nos attentes, c'est-à-dire à ceux obtenus en simulation. Par la suite, le développement de la commande directe des puissances a permis de simplifier radicalement le contrôle de la MADA de sorte que nous avons pu atteindre la presque totalité des objectifs initiaux. Suite à notre analyse des résultats basée sur les résultats expérimentaux, nous arrêterons notre choix à la méthode de commande directe de la puissance active et réactive afin de l'appliquer au chapitre 6 où nous ferons la modélisation et l'essai d'une éolienne avec filtre actif connectée à un réseau électrique. Avant de passer à cette étape, nous allons étudier les filtres actifs au prochain chapitre afin de doter notre éolienne de nouvelles fonctions permettant une amélioration de la qualité de l'onde du réseau électrique.

CHAPITRE 5

COMMANDE DU FILTRE ACTIF PARALLÈLE

5.1 Introduction

Au sous-chapitre 1.3, nous avons introduit les différentes techniques de contrôle du filtre actif parallèle. Nous avons dès lors éliminé les techniques dans le domaine fréquentiel, trop complexes, au temps de réponse élevé. La littérature abonde de publications sur les filtres actifs, surtout à propos des filtres parallèles. Dans la plupart des cas, si l'on considère les paramètres et composantes utilisés, les différentes techniques offrent des résultats très similaires et satisfaisants. D'ailleurs, il n'existe que très peu d'études comparatives entre les techniques et nous avons pensé qu'il serait intéressant d'inclure la nôtre dans ce travail.

Il existe essentiellement deux variantes fondamentales afin de corriger les imperfections de la qualité de l'onde d'un réseau électrique. La première consiste à mesurer directement les courants de la source polluante et d'en extraire la composante fondamentale de séquence directe. La résultante devient directement la référence en courant du filtre. Cette manière de faire présente à la fois des avantages et inconvénients. Par exemple, s'il y a plus d'une source polluante, il faudra mesurer chacune d'elles séparément et les additionner ensemble. Il faudra donc utiliser plus de capteurs d'une part et le système ne permettra pas de vérifier exactement l'état du réseau électrique. Cependant, dans certains cas, l'intérêt pourrait être de cibler une source particulière de pollution, plus problématique que les autres. La deuxième variante consiste plutôt à mesurer le courant du réseau électrique au point exact où l'on désire améliorer la qualité de l'onde. Tout comme la première variante, elle a des avantages et inconvénients. Par exemple, la rétroaction inévitable de l'ensemble du réseau vers le filtre rend le système plus vulnérable et difficile à stabiliser. Par contre, elle permet d'assurer une correction complète et exacte au point de mesure, ce qui est généralement souhaitable dans bien des cas. La Figure 5.1 montre les points de mesure pour les deux variantes.

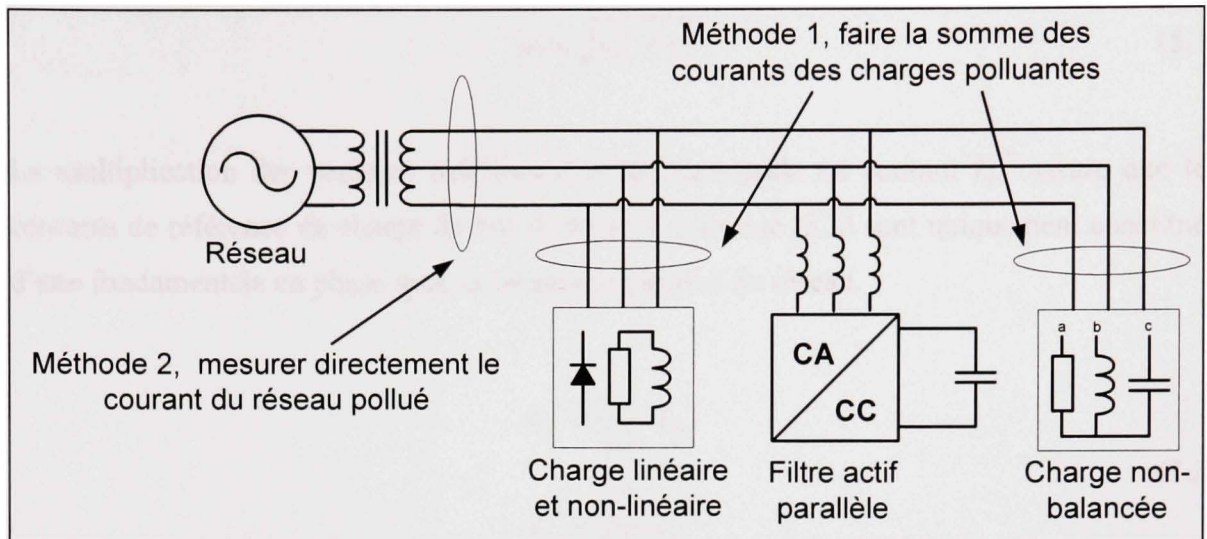


Figure 5.1 Présentation des deux méthodes d'opération d'un filtre actif parallèle.

5.2 Génération des courants de référence via le bus de tension continue

Tel qu'introduite au sous-chapitre 1.3, la technique de génération des courants de référence via la commande de charge du bus de tension continue (méthode directe) consiste plus précisément à :

- Générer des signaux parfaitement sinusoïdaux, au module unitaire, déphasés de 120 degrés (ou en quadrature) et exactement en phase avec la tension de référence, celle du réseau électrique par exemple.
- Multiplier ces références par la sortie en courant d'un régulateur qui commande la charge (tension) du bus de tension continue.
- Soustraire ces références en courant des courants pollués afin d'extraire la partie non-sinusoïdale, non-balançée et réactive qui servira de référence en courant au filtre.

La méthode classique permettant d'obtenir les signaux sinusoïdaux consiste à calculer le module moyen de la tension de référence et à diviser chacune de ses composantes par le module moyen calculé en (5.1). Cette méthode est très simple et ne requiert pas de boucle à verrouillage de phase. Cependant, elle a le désavantage d'être sensible aux fluctuations et à la distorsion de la tension de référence.

$$|v| = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (5.1)$$

La multiplication des vecteurs unitaires avec la commande en courant I_{dc}^* assure que les courants de référence de charge du bus de tension continue (5.2) sont uniquement constitués d'une fondamentale en phase avec la tension respective du réseau.

$$\begin{aligned} I_d^* &= \frac{v_d^2}{|v|} \cdot I_{dc}^* \\ I_q^* &= \frac{v_q^2}{|v|} \cdot I_{dc}^* \end{aligned} \quad (5.2)$$

En régime permanent, le régulateur de charge du bus de tension continue assurera que la référence de courant fondamental, en phase avec la tension, soit égale au fondamental du courant pollué, si l'on néglige les pertes de conversion. La bande passante du régulateur de charge du bus se doit d'être assez rapide afin de s'ajuster aux variations en puissance actives de la source polluante, sans toutefois l'être trop, ce qui pourrait occasionner des oscillations et de la distorsion dans la référence fondamentale à être extraite des courants de la source polluée, compromettant ainsi sévèrement les performances du filtre. Ceci implique que le condensateur du bus devra être dimensionné adéquatement afin de permettre une marge de manoeuvre dans l'opération du filtre. Une des grandes qualités de cette méthode est qu'elle offre une correction parfaite et instantanée de la qualité de l'onde. Enfin, le désavantage principal est qu'il n'est pas possible de contrôler les grandeurs de compensation réactive, non-balancée et non-sinusoïdale indépendamment l'une de l'autre, ce qui limite significativement la flexibilité de contrôle du filtre.

La Figure 5.2 montre le schéma d'implantation en simulation et laboratoire. On remarque la présence des interrupteurs S1, S2 et S3 qui permettent d'aiguiller les différents signaux impliqués dans la compensation afin d'ajouter des fonctionnalités supplémentaires au filtre. Le Tableau 5.1 présente les modes de fonctionnement possibles en fonction des combinaisons d'interrupteurs où un X indique que l'interrupteur est fermé.

5.3 Génération des courants de référence par filtrage dans le référentiel synchrone

À l'opposé de la méthode précédente, la génération des courants de référence par filtrage dans le référentiel synchrone permet d'extraire chacune des parties d'intérêt des courants pollués. En effet, le passage des courants pollués vers le référentiel synchrone à la tension d'alimentation transforme les quantités de fréquence fondamentale active et réactive en composantes continues orientées le long des axes « d et q » respectivement dans le régime permanent. Ceci permet d'isoler facilement la puissance réactive, active, harmonique et non-balancée. Puisque les composantes fondamentales de séquences inverses apparaissent sous formes d'oscillations à deux fois la fréquence fondamentale dans le référentiel synchrone, elles seront confondues avec les composantes harmoniques et par conséquent, compensées du même coup par le filtre. Afin de les contrôler séparément, il suffira de procéder de la même façon que pour la puissance fondamentale active et réactive, mais cette fois-ci à l'aide d'un référentiel synchrone en rotation inverse. Dans les deux cas, le simple passage vers le référentiel synchrone n'est pas suffisant à isoler les composantes d'intérêt. L'utilisation de filtres passe-bas, idéalement d'ordres élevés et à réponse en fréquence constante dans la bande passante, sont requis. L'utilisation de ces filtres assure la stabilité ainsi que le bon fonctionnement en régime permanent mais retarde légèrement la correction en puissance active et réactive en régime transitoire.

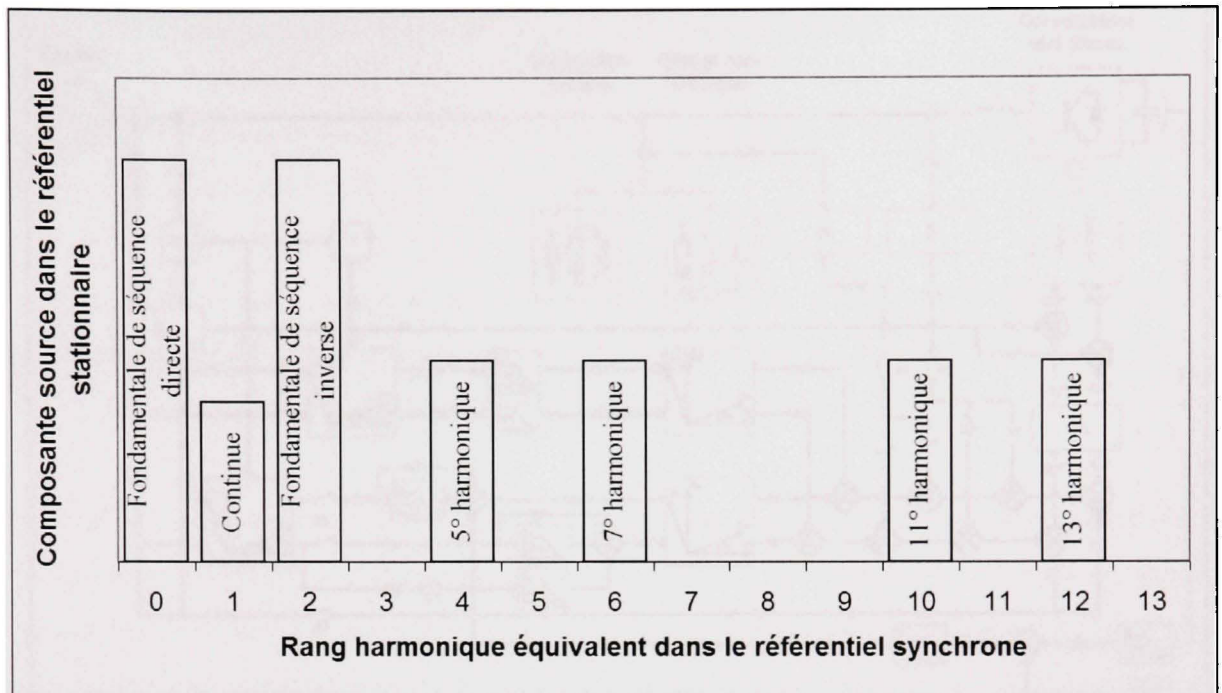


Figure 5.3 Représentation spectrale absolue des harmoniques typiques transformées vers le référentiel synchrone.

Afin de bien orienter le système de référentiel, l'angle de référence θ_s doit pouvoir être déterminé avec précision. Pour ce faire, on utilise généralement une boucle à verrouillage de phase sur la tension du réseau. Malgré le fait qu'elle soit très facile à réaliser en simulation, l'implantation en laboratoire compliquera inutilement l'ensemble du projet en réduisant la marge de manœuvre disponible d'exécution de code en temps réel. C'est donc pourquoi nous avons opté pour une deuxième option beaucoup plus simple, fiable et nécessitant un minimum d'espace mémoire. Elle consiste à incrémenter une rampe entre 0 et 2π qui sera réinitialisée au passage par zéro de la phase de référence. Afin d'éviter le déclenchement inutile, une mince bande d'hystérésis combinée à une fenêtre de réinitialisation temporelle assurera plus d'immunité à la distorsion et aux bruits. Puisque les sources utilisées en simulation et au laboratoire sont très « rigides », l'utilisation de ce circuit simpliste n'affectera en aucun point la performance du système. La Figure 5.4 montre la structure du filtre en simulation et laboratoire. À nouveau, le Tableau 5.2 montre les options possibles en fonction des interrupteurs S1 à S6.

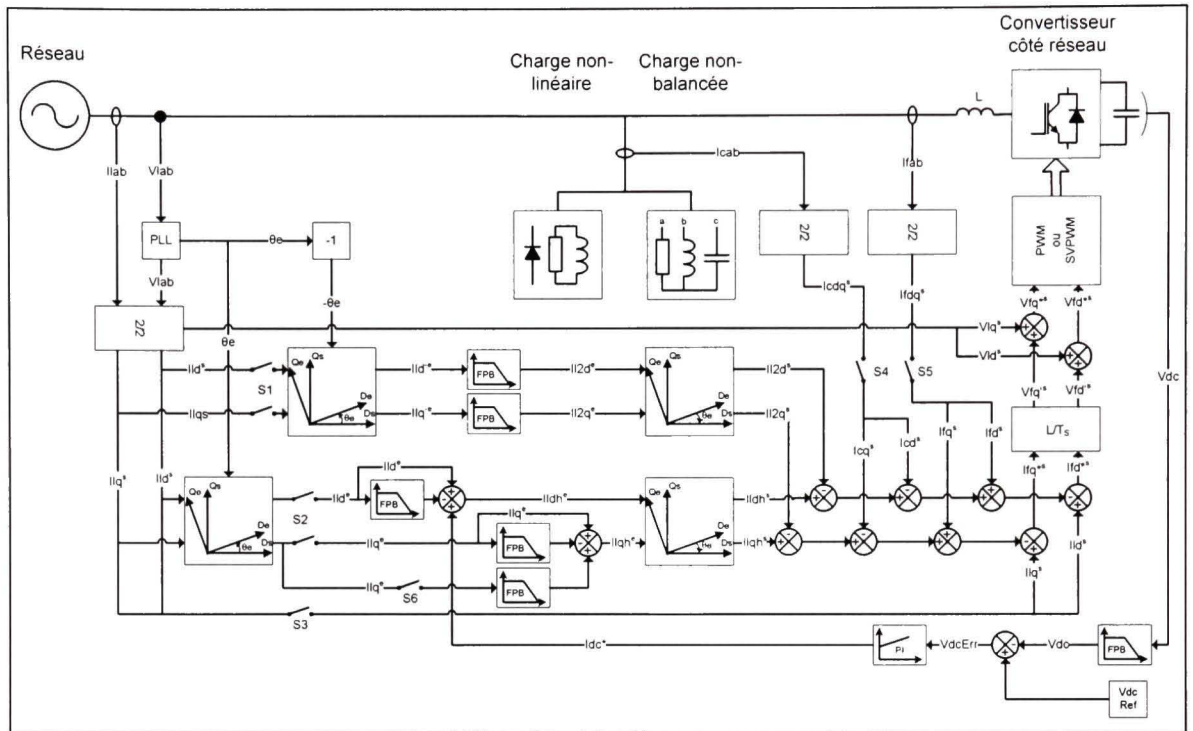


Figure 5.4 Structure du filtre actif avec la méthode synchrone.

Tableau 5.2

Modes de fonctionnement pour le filtre actif avec la méthode synchrone

/S1	S2	S3	S4	S5	S6	Fonction
-	-	-	-	X	-	Filtre inactif, maintien de la tension du bus
X	X	-	-	-	X	Filtre via les courants du réseau électrique*
-	-	X		-	-	Filtre tout via les courants du réseau électrique
-	-	-	X	X	-	Filtre via les courants de la charge

* Fonctions aux choix pouvant être combinées : /S1 équilibrage de charge, S2 harmoniques et S6 facteur de puissance. S1 est en logique inverse, l'équilibrage de charge sera inactif si l'interrupteur est fermé.

5.4 Conception du circuit d'extraction d'angle de phase

Le circuit d'extraction d'angle de phase de référence, représenté par le symbole PLL, repose sur les hypothèses suivantes :

- La fréquence de la tension (phase) est constante et par conséquent, la période (rythme) d'incrément de la rampe de phase est constante et égale à 1 sur la fréquence.
- Le déphasage entre les trois tensions de phase du réseau est de 120 degrés.

La détection du passage par zéro est renforcée d'une bande d'hystérésis proportionnelle à l'amplitude moyenne des trois phases de référence et d'une constante. L'implantation en laboratoire implique l'incrément de trois rampes distinctes, parfaitement déphasées de 120 degrés, qui seront réinitialisées à la détection d'un passage par zéro valide de la phase de référence. La Figure 5.5 présente l'algorithme utilisé ainsi qu'une description en détail des boucles.

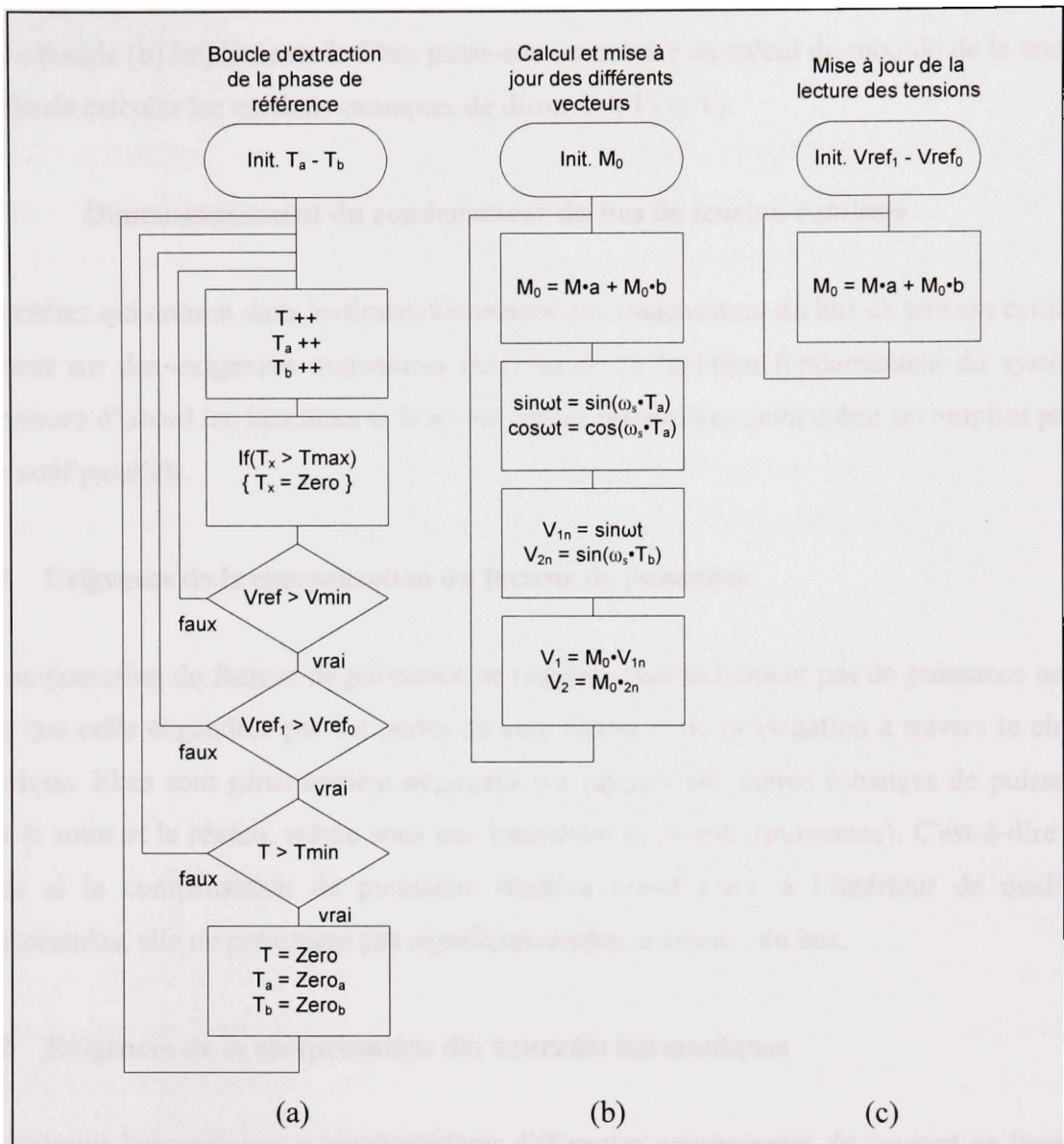


Figure 5.5 Diagrammes séquentiels de la boucle d'extraction d'angle de phase.

Les trois boucles s'opèrent en parallèle et s'échangent les variables. La boucle (a), boucle principale, s'appuie sur les données des deux autres boucles afin de vérifier le passage par zéro de la tension de la phase de référence. Elle assure la réinitialisation des variables T , T_a et T_b , nécessaires à la bande temporelle d'hystérésis et à la génération des sinusoïdes unitaires V_{1n} et V_{2n} respectivement. Elle assure aussi une immunité supplémentaire au déclenchement intempestif en combinant à la bande d'hystérésis temporelle une bande d'hystérésis de tension autour de zéro via les variables $Vref_0$, $Vref_1$ de la boucle (c) et $Vmin$ dans la boucle

(a). La boucle (b) implémente le filtre passe-bas nécessaire au calcul du module de la tension M_0 afin de calculer les tensions exemptes de distorsion V_1 et V_2 .

5.5 Dimensionnement du condensateur du bus de tension continue

Les critères qui entrent dans le dimensionnement du condensateur du bus de tension continue reposent sur des exigences transitoires dérivées de la fonction fondamentale du système. Examinons d'abord les fonctions et leurs exigences respectives devant être accomplies par le filtre actif parallèle.

5.5.1 Exigences de la compensation du facteur de puissance

La compensation du facteur de puissance ne requiert essentiellement pas de puissance active autre que celle engendrée par les pertes de conversion et de propagation à travers le circuit électrique. Elles sont généralement négligées par rapport aux autres échanges de puissance entre le rotor et le réseau, même sous une transitoire de couple (puissance). C'est-à-dire que même si la compensation de puissance réactive prend place à l'intérieur de quelques millisecondes, elle ne perturbera pas significativement la tension du bus.

5.5.2 Exigences de la compensation des courants harmoniques

Les courants harmoniques peuvent contenir différentes composantes de courant en fonction de leur ordre. Dans un système à trois fils, les ordres homopolaires de multiple de trois ne peuvent circuler. Dans le cas d'un pont redresseur triphasé où les harmoniques de rang $6n \pm 1$ sont présentes, la fréquence des courants de compensation sur le bus sera relativement élevée par rapport à la fondamentale. Ceci perturbera la tension du bus et il faudra s'assurer que le régulateur de tension ne vienne pas atténuer la compensation en cours en essayant de rejeter ces perturbations. La tension doit donc pouvoir osciller dans une zone contrôlée par la bande passante du régulateur de charge du bus afin de ne pas déstabiliser le système. En termes de puissance active, tout comme la compensation du facteur de puissance, la perturbation sera négligeable par rapport à celle transigée au rotor.

5.5.3 Exigences de la compensation des courants non balancés

La tâche probablement la plus exigeante du filtre consiste à compenser des courants non balancés. Comparativement à la compensation des courants harmoniques où ils ne constituent généralement qu'une fraction de la puissance fondamentale, les courants non balancés peuvent atteindre des valeurs très importantes, pensons à la compensation d'une phase complète par exemple. Ce courant de compensation, de fréquence fondamentale, engendrera une ondulation à basse fréquence sur le bus. La bande passante du régulateur du bus devra donc être inférieure à la fréquence fondamentale ce qui implique que le bus devra s'acquitter lui-même de fournir la puissance nécessaire à la compensation en attendant la contre-réaction du régulateur.

5.5.4 Exigences du démarrage de la fonction de compensation ou de la réponse à une grande variation de puissance

En relation avec les contraintes de la compensation des courants non balancés, les deux algorithmes de contrôle du filtre actif ne sont pas indifférents aux variations instantanées de la puissance active au point de compensation. C'est-à-dire que la connexion d'une charge au réseau perturbera le filtre actif pour une période égale au temps de recouvrement de la tension du bus par le régulateur. Si par exemple une charge égale à la puissance nominale du filtre est connectée au réseau, et que l'apport en puissance active du filtre n'est pas limité, ce dernier se verra imposer un appel transitoire de puissance active égale à la consommation de la charge. Par conséquent, comme dans le cas d'une charge non balancée, le bus devra s'acquitter lui-même de fournir la puissance nécessaire à la compensation en attendant la contre-réaction du régulateur. Cette dernière contrainte servira de point de référence pour le dimensionnement du bus.

5.5.5 Calcul de la valeur minimale du condensateur du bus

La méthode utilisée afin de dimensionner le condensateur du bus repose sur la connaissance des caractéristiques suivantes :

- Le temps de réponse et le profil du régulateur de tension du bus.
- La zone dans laquelle les oscillations de la tension du bus seront circonscrites.
- L'appel de courant maximal instantané.

À partir de l'équation relationnelle (5.3) entre les charges contenues dans un condensateur, le potentiel à ses bornes et les caractéristiques précédentes, nous allons dériver une approximation suffisante et conservatrice au dimensionnement du condensateur.

$$Q = CV \quad (5.3)$$

Imposons une constante de temps de 25 ms (τ) à un système de premier ordre comme profil de contre-réaction à un appel instantané de puissance active au filtre actif. Ceci implique qu'après 75 ms (t_{\max}), le courant de contre-réaction sera égal à 95% du courant d'appel, de sorte que la tension du bus aura presque atteint son niveau le plus bas. Afin de limiter la capacité du condensateur, nous accepterons une ondulation de $\pm 15\%$ par rapport à la tension nominale (V_2) dans les pires régimes transitoires. Acceptons pour le moment que la tension nominale (V_1) soit de 125 Volts et un courant d'appel maximal de 1 Ampère (I_n). Par ailleurs, l'équation (5.3) peut être réécrite sous la forme suivante afin de la résoudre pour la taille du condensateur :

$$Q = C \cdot (V_2 - V_1) = \int_0^{t_{\max}} I_n e^{-t/\tau} dt \quad (5.4)$$

Un condensateur de 1328 μF serait suffisant à maintenir le bus dans les limites de $\pm 15\%$.

5.6 Conception du régulateur de charge du bus de tension continue

Deux boucles de régulation imbriquées sont nécessaires afin de régulariser la tension du bus. Une première boucle externe assure la charge du condensateur. Afin de la calculer, nous

devons trouver le passage entre la tension du condensateur et le courant commandé par l'onduleur.

Imposons d'abord des vecteurs de tension (courant) parfaitement balancés et proportionnels à l'indice de modulation « m » et à la tension du bus de tension continue V_{dc} en (5.5).

$$\begin{aligned}\hat{V}_a &= \frac{1}{2} m_a V_{dc} \quad \text{avec} \quad m_a = m \cos \theta \\ \hat{V}_b &= \frac{1}{2} m_b V_{dc} \quad \text{avec} \quad m_b = m \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \hat{V}_c &= \frac{1}{2} m_c V_{dc} \quad \text{avec} \quad m_c = m \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right)\end{aligned} \quad (5.5)$$

Appliquons une transformation de référentiel similaire à celle appliquée à la machine électrique aux vecteurs en (5.5). Le vecteur de tension équivalent instantané (5.6) est uniquement aligné sur l'axe « q » dans le référentiel synchrone à la tension du réseau électrique.

$$\begin{aligned}\hat{V}_q &= \frac{1}{2} m V_{dc} \\ \hat{V}_d &= 0\end{aligned} \quad (5.6)$$

La puissance de l'onduleur échangée avec le réseau électrique passe nécessairement par le condensateur ce qui nous permet de poser l'égalité (5.7) et de la résoudre pour i_{dc} en substituant le résultat de (5.6).

$$P_f = i_{dc} v_{dc} = \frac{3}{2} (i_q v_q + i_d v_d) \quad (5.7)$$

$$i_{dc} = \frac{\frac{3}{2} \frac{1}{2} m V_{dc} i_q}{V_{dc}} \Rightarrow i_{dc} \propto i_q \quad (5.8)$$

Le passage entre la tension du condensateur et le courant pouvant être commandé par l'onduleur vient de l'équation différentielle classique (5.9) dans laquelle nous pouvons

substituer le résultat en (5.8) en appliquant une transformée de Laplace. Le passage de continu à discret est une simple substitution opérationnelle avec la méthode de Euler, l'erreur d'intégration étant largement compensée par le pas d'échantillonnage T_s . Afin d'obtenir la fonction de transfert que nous dénoterons $G_{bus}(z)$, nous rapportons le courant I_q sous la tension V_{dc} à gauche dans l'équation (5.11).

$$i_{dc} = i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (5.9)$$

$$CV_{dc}s = \frac{3}{4}mI_q \quad (5.10)$$

$$G_{bus}(z) = \frac{V_{dc}}{I_q} = \frac{3m}{4C} \frac{T_s}{(z-1)} \quad (5.11)$$

La régulation de courant de charge du bus de tension s'effectuera à l'aide d'un simple régulateur proportionnel et intégral $PI_{bus}(z)$ (5.12) et sera compensée par une action de contre-réaction de type « feed-forward ». Maintenant que la fonction de transfert théorique de premier ordre est établie, nous imposerons la dynamique transitoire par imposition des pôles en boucle fermée en considérant que la boucle de régulation du courant interne est beaucoup plus rapide que la dynamique de charge du bus. D'abord observons la fonction de transfert en boucle fermée $FTBF(z)$ en (5.13). Contrairement à la forme traditionnelle de deuxième ordre, l'action intégrale a introduite un zéro agissant comme une action dérivée ce qui pourrait perturber significativement le régime transitoire imposé par le régulateur.

$$PI_{bus}(z) = \frac{Q_0z + Q_1}{z-1} \quad (5.12)$$

$$FTBF = \frac{V_{dc}}{V_{dcRef}} = \frac{3mT_s(Q_0z + Q_1)}{4Cz^2 + (3mT_sQ_0 - 8C)z + 4C + 3mT_sQ_1} \quad (5.13)$$

Introduisons le gain de contre réaction multipliant la commande en tension V_{dcRef} , dénoté K_{FF} , qui sera ajouté au courant de référence du régulateur proportionnel et intégral et calculons la nouvelle fonction de transfert en boucle fermée en (5.14).

$$FTBF = \frac{3mT_s((Q_0 + K_{FF})z + Q_1)}{4Cz^2 + (3mT_sQ_0 - 8C)z + 4C + 3mT_sQ_1} \quad (5.14)$$

Il devient alors très clair que lorsque le gain K_{FF} sera égale à $-Q_0$ le zéro de la fonction de transfert sera annulé. Cette méthode est très acceptable dans notre cas particulier puisque le zéro à compenser provient directement d'un paramètre du régulateur, lequel, une fois sélectionné, ne varie pas dans le temps. Il en aurait été autrement si le zéro à compenser avait été introduit par le procédé puisque la compensation serait à risque d'être désynchronisée et d'empirer la réponse transitoire lorsque les paramètres auraient changés avec le temps et les conditions d'opération.

La dynamique imposée doit être en accord avec les spécifications mentionnées au sous-chapitre 5.5.5, c'est-à-dire un temps de réponse T_r à 5 % (ΔV) de 75 ms sans dépassement. Pour ce faire, nous calculerons d'abord les pôles de l'équation caractéristique du système désiré pour ensuite procéder à l'égalité termes à termes avec celle du système réel. Pour une fonction typique constituée uniquement de pôles et de deuxième ordre discrète, nous utilisons l'équation classique pour le dénominateur (5.15).

$$z^2 - 2e^{-\xi\omega_n T_s} \cos(\omega_n T_s \sqrt{1-\xi^2})z + 2e^{-2\xi\omega_n T_s} \quad (5.15)$$

où

$$\omega_n = \frac{-\ln(\sqrt{1-\xi^2} \cdot \Delta V)}{T_r} \quad (5.16)$$

en considérant que

$$\sqrt{1-\xi^2} \cdot \Delta V > 0 \quad (5.17)$$

et

$$\xi = 0.8 \quad (5.18)$$

Nous obtenons respectivement 0.074 et 0.971 pour les gains proportionnel et intégral.

5.7 Passage de la source courant à source tension

La deuxième boucle de régulation (interne) nécessaire à la régulation de la tension du bus de tension continue (ainsi que des courants de compensation) permet le passage de la commande en courant vers la commande en tension nécessaire au contrôle de la source de tension équivalente (onduleur). Simplement, la méthode repose sur le calcul, à chaque période d'échantillonnage, de la tension à appliquer aux bornes de l'inductance de lissage du courant afin d'atteindre le courant de référence. Reprenons le circuit équivalent de la branche inductive triphasé de la Figure 2.9 et les équations en (2.32). Les équations peuvent être simplifiées en négligeant l'effet de la résistance équivalente série et en substituant une valeur nulle pour l'inductance mutuelle. Afin de clarifier l'implication des équations dans les schémas des Figure 5.2 et Figure 5.4, la notation des équations a été adaptée.

$$\begin{aligned} v_{fq}^{*s} &= L \cdot s \cdot \sum (i_q^{*s}) + L \cdot i_{fd}^s \cdot \omega_e \\ v_{fd}^{*s} &= L \cdot s \cdot \sum (i_d^{*s}) - L \cdot i_{fq}^s \cdot \omega_e \end{aligned} \quad (5.19)$$

L'équation de maille inductive se termine par la tension V_l au point de connexion de l'onduleur avec le réseau, les tensions de référence deviennent alors:

$$\begin{aligned} v_{fq}^{*s} &= v_{lq}^s + v_{fq}^{*s} \\ v_{fd}^{*s} &= v_{ld}^s + v_{fd}^{*s} \end{aligned} \quad (5.20)$$

En négligeant les termes de couplages et par discrétisation de l'équation (5.19), nous obtenons l'équation discrète (5.21) utilisée pour le passage courant - tension dans les contrôleurs directe et synchrone des Figure 5.2 et Figure 5.4.

$$\begin{aligned} v_{fq}^{*s} &= v_{lq}^s + \frac{L}{T_s} \left[\sum (i_q^{*s}) - i_{lq}^s \right] \\ v_{fd}^{*s} &= v_{ld}^s + \frac{L}{T_s} \left[\sum (i_d^{*s}) - i_{ld}^s \right] \end{aligned} \quad (5.21)$$

5.8 Sélection de l'inductance de lissage du courant

La détermination de l'inductance de lissage est basée sur la valeur moyenne instantanée de la différence de tension entre le réseau électrique et celle ondulée par le convertisseur, c'est-à-dire de celle apparaissant aux bornes de l'inductance. Pour un indice de modulation m maximum, une tension de bus V_{dc} nominale, une tension phase-neutre V_{an} crête du réseau électrique et une fréquence de modulation PWM F_{PWM} la relation (5.22) permet d'obtenir l'inductance de lissage requise afin de maintenir l'ondulation de courant à l'intérieur de la bande ΔI .

$$L = \frac{\frac{1}{2}mV_{dc} - V_{an}}{F_{PWM}\Delta I} \quad (5.22)$$

où

$$\frac{1}{2}V_{dc} > V_{an} \quad (5.23)$$

Pour une tension nominale de bus de 125 Volts, une source de tension phase-neutre crête de 41 volts, un indice de modulation maximal de 0.75 et une ondulation de courant maximale acceptable de 50 mA, l'inductance de lissage appropriée est de 5.9 mH.

5.9 Résultats de simulations

Bien que le chapitre sur la commande du filtre actif parallèle vienne après ceux traitant de la commande de la machine, il n'en reste pas moins que dans les faits, il constitue la première partie du travail en ce qui a trait à la simulation et au laboratoire. Sa fonction première étant de maintenir le bus de tension continue constant pour asservir le convertisseur côté rotor, il était donc utilisé implicitement dans les deux chapitres précédents alors que le mode filtre actif était désactivé. Afin de faciliter la comparaison des résultats, nous les présenterons côte à côte pour les deux techniques à l'étude. Les résultats de simulations présentés ici serviront de guide à l'expérimentation en laboratoire et permettront de vérifier nos assumptions théoriques précédentes.

À la Figure 5.6 nous vérifions avec la méthode synchrone la réponse transitoire pour un passage de 125 à 175 volts en (a), de 175 à 125 volts en (b) et de même à la Figure 5.7 pour la méthode directe. Les gains utilisés correspondent à ceux déterminés théoriquement mais où l'action de contre-réaction est annulée ($K_{FF} = 0$). Nous pouvons remarquer que dans les deux cas la commande est stable mais que la réponse transitoire montre un dépassement inattendu a priori. Nous attribuons ce dépassement à l'ajout du zéro introduit par l'action intégrale dans le système.

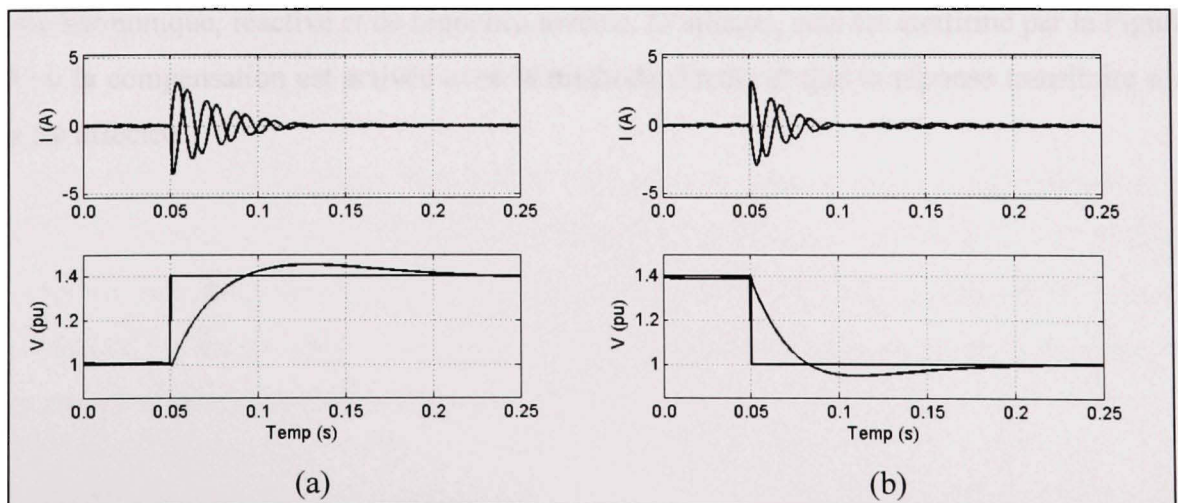


Figure 5.6 Réponses à l'échelon 125 - 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue en simulation avec la méthode synchrone.

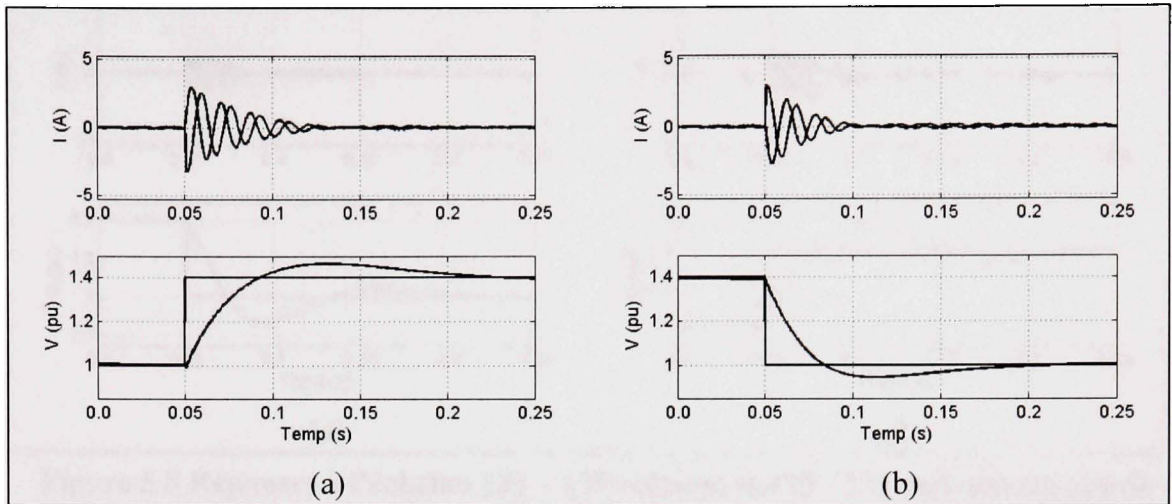


Figure 5.7 Réponses à l'échelon 125 - 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue en simulation avec la méthode directe.

Contrairement à la situation précédente, nous effectuons le passage de 125 à 175 volts en (a) et de 175 à 125 volts en (b) à la Figure 5.8 où la compensation du réseau est activée pour la méthode synchrone, toujours avec les gains théoriques. Cette fois-ci, le dépassement de la commande est beaucoup plus important et les oscillations gênantes. Ce dépassement supplémentaire, une fois la compensation activée, est attribuable en grande partie à la négligence des multiples boucles de rétroaction qui s'additionnent dans la commande en plus du zéro de l'action intégrale. Pensons à l'effet des filtres passe-bas utilisés afin d'isoler la partie harmonique, réactive et de séquence inverse. D'ailleurs, ceci est confirmé par la Figure 5.9 où la compensation est activée avec la méthode directe et que la réponse transitoire n'a pas été affectée.

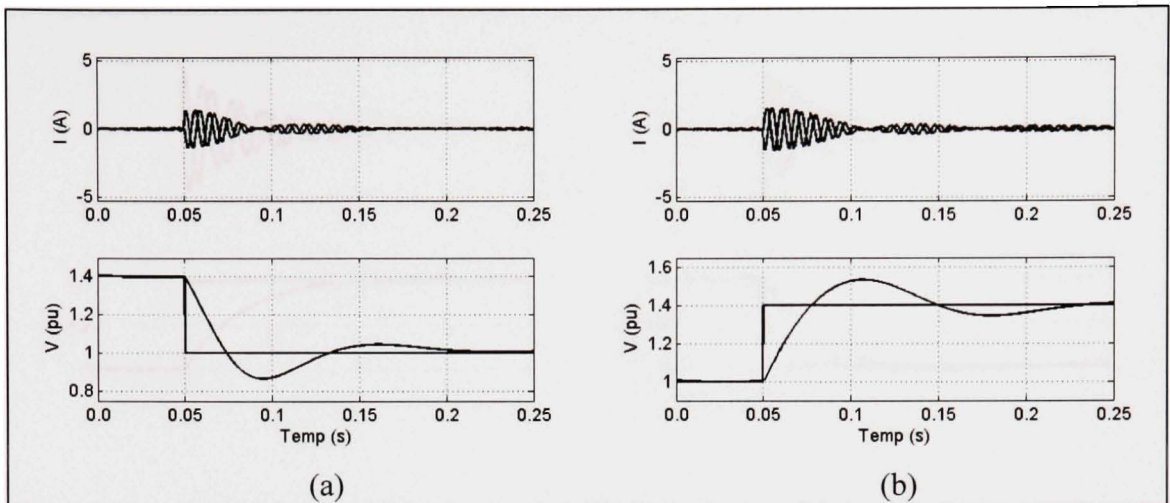


Figure 5.8 Réponses à l'échelon 125 – 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue en simulation en mode compensation avec la méthode synchrone.

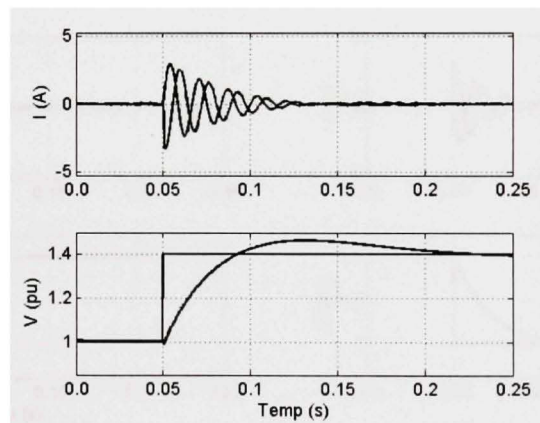


Figure 5.9 Réponse à l'échelon 125 - 175 volts du bus de tension continue en simulation en mode compensation avec la méthode directe.

Voici les réponses transitoires avec l'ajout du gain K_{FF} pour la méthode synchrone à la Figure 5.10 et avec la méthode directe à la Figure 5.11 alors que la compensation est activée. La réponse nouvelle réponse transitoire correspond maintenant aux spécifications initiales des régulateurs, même dans le cas avec la méthode synchrone et nous pouvons maintenant démontrer l'efficacité des filtres actifs aux figures suivantes.

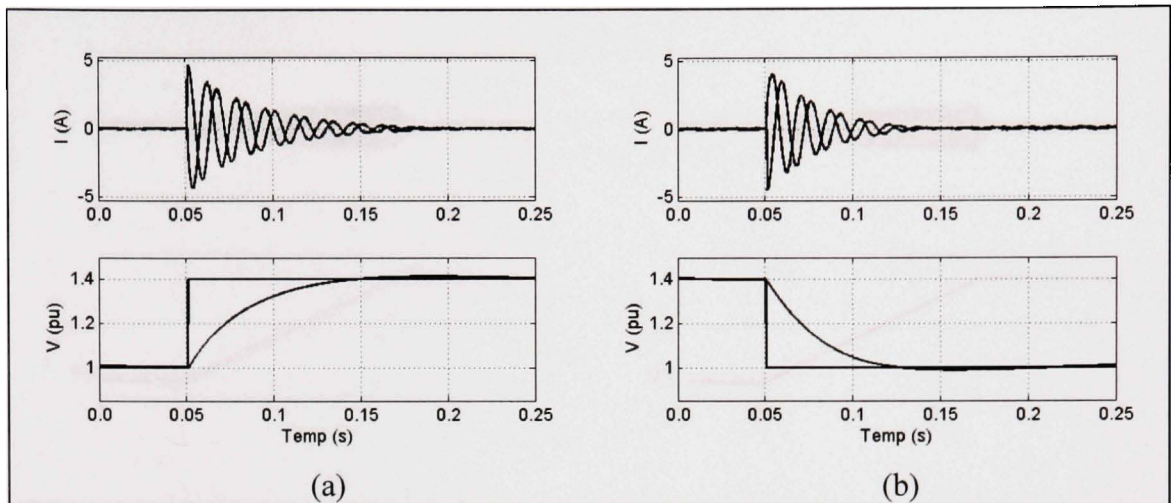


Figure 5.10 Réponses à l'échelon 125 – 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec le gain K_{FF} et la méthode synchrone.

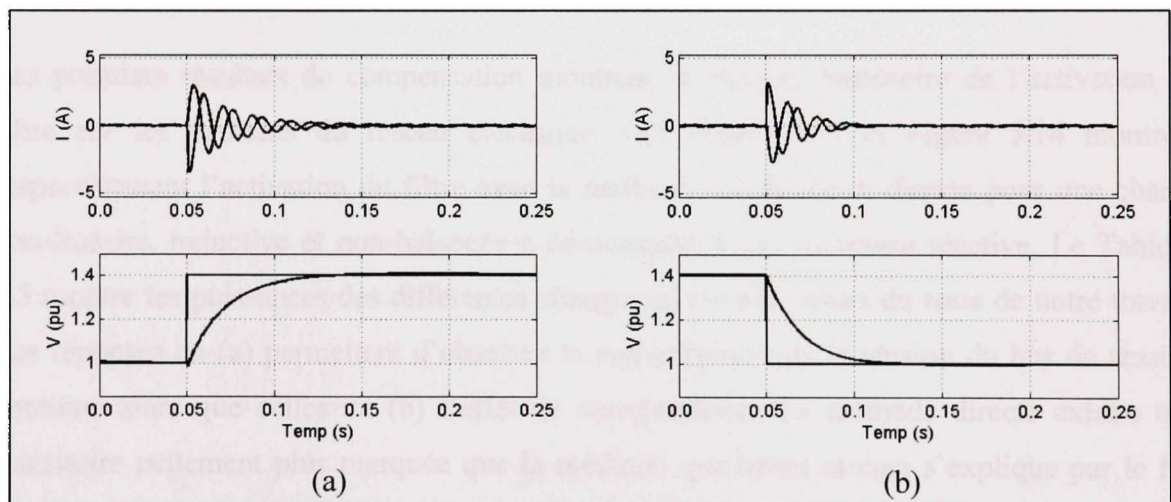


Figure 5.11 Réponses à l'échelon 125 - 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec le gain K_{FF} et la méthode directe.

La première démonstration permet de s'assurer qu'il est possible de démarrer le filtre suite à une pré-charge réalisée à l'aide d'une résistance en série avec un pont redresseur sur la tension du réseau. La Figure 5.12 montre le filtre avec la méthode synchrone (a) et directe (b) où une rampe de tension est imposée comme référence afin de passer de la pré-charge (75 volts) au niveau de tension opérationnel nominal (125 volts). Dans les deux cas, les impulsions des gâchettes sont activées au moment de l'application de la rampe et la réponse est parfaitement contrôlée.

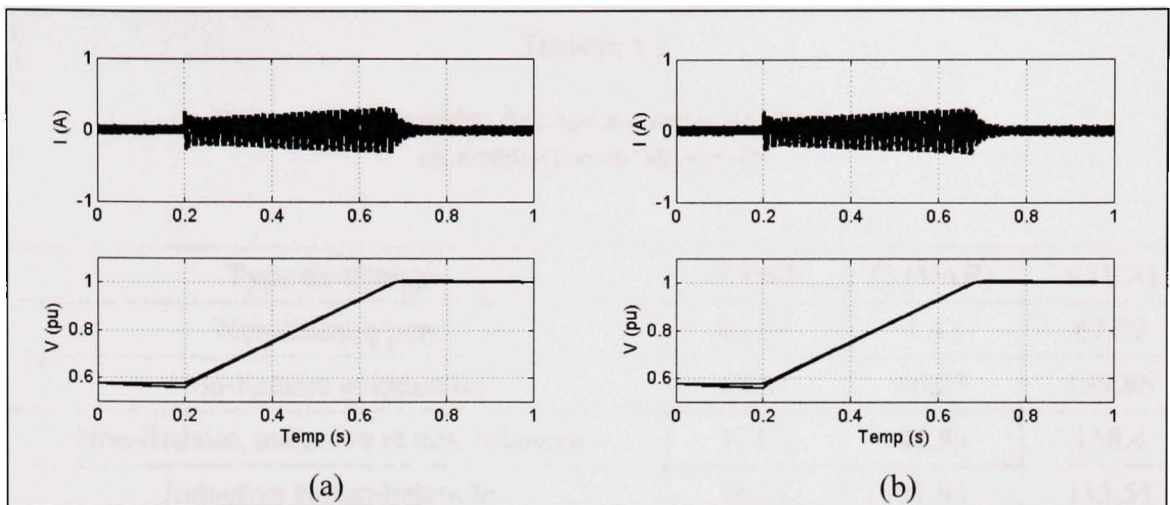


Figure 5.12 Passages de la pré-charge à la tension nominale (75 - 125) volts du bus de tension continue commandé par une rampe en simulation avec la méthode synchrone (a) et directe (b).

Les premiers résultats de compensation montrent la réponse transitoire de l'activation du filtre sur les courants du réseau électrique. Les Figure 5.13 et Figure 5.14 montrent respectivement l'activation du filtre avec la méthode synchrone et directe pour une charge non-linéaire, inductive et non-balancée à consommation de puissance réactive. Le Tableau 5.3 montre les puissances des différentes charges utilisées au cours du reste de notre travail. Les réponses en (a) permettent d'observer le recouvrement de la tension du bus de tension continue alors que celles en (b) l'effet de compensation. La méthode directe exhibe une transitoire nettement plus marquée que la méthode synchrone et ceci s'explique par le fait que le régulateur du bus de tension doit assumer lui-même le rejet de la puissance fondamentale de la charge alors que la méthode synchrone utilise des filtres passe-bas à réponse transitoire lente qui permettent une compensation graduelle des quantités. Donc, au démarrage, il se produit une contre réaction entre le régulateur de tension du bus et les quantités de compensation avec la méthode synchrone de sorte que l'effet transitoire sur le bus sera moins important que dans le cas de la compensation directe. Bien que la partie harmonique soit compensée immédiatement dans les deux cas, la compensation du facteur de puissance prendra environ 2 cycles avant d'être complètement atteinte dans le cas de la compensation synchrone.

Tableau 5.3

Puissances nominales des agencements de charges utilisées
en simulation et laboratoire

Type de charge	P (W)	Q (VAR)	S (VA)
Non-linéaire pure	67.34	1.42	67.39
Non-linéaire et inductive	132.1	46.23	139.86
Non-linéaire, inductive et non-balancée	134.4	81.85	158.4
Inductive et non-balancée	76.37	81.93	113.51
Inductive non-balancée avec phase « a » ouverte	40.08	58.26	31.15
Inductive et non-balancée	76.37	81.93	113.51

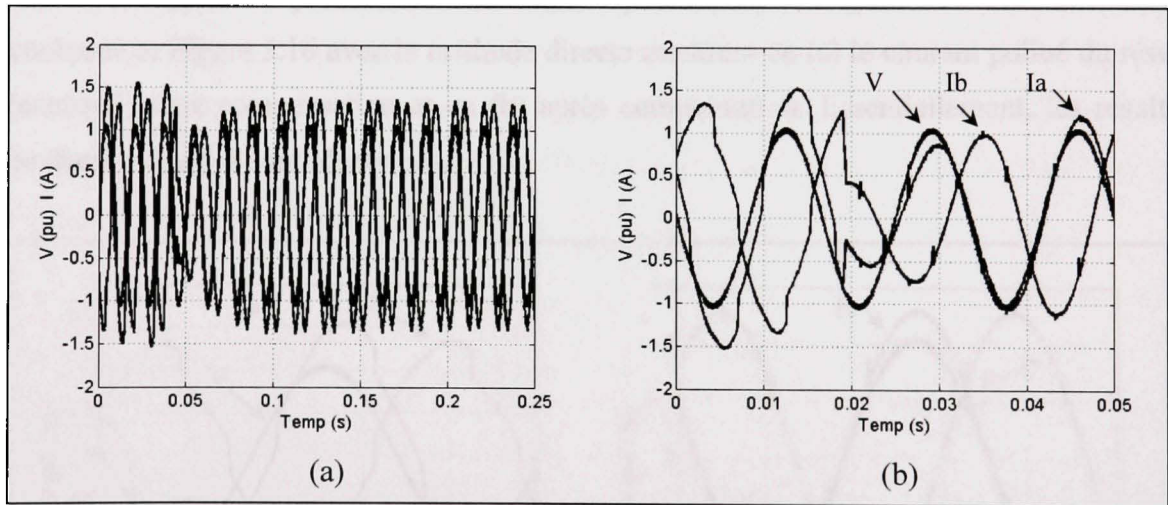


Figure 5.13 Régimes transitoires du démarrage de la compensation active sur les courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode synchrone en simulation.

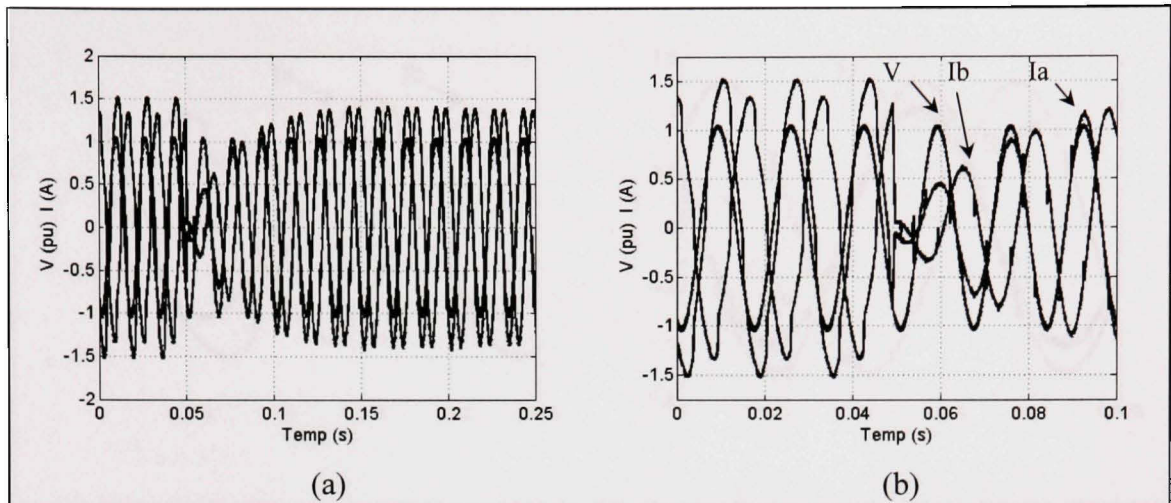


Figure 5.14 Régimes transitoires du démarrage de la compensation active sur les courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode directe en simulation.

Afin de comparer les performances en régime permanent, la Figure 5.15 avec la méthode synchrone et Figure 5.16 avec la méthode directe montrent en (a) le courant pollué du réseau électrique avant compensation et en (b) après compensation. Essentiellement, les résultats des deux méthodes sont identiques.

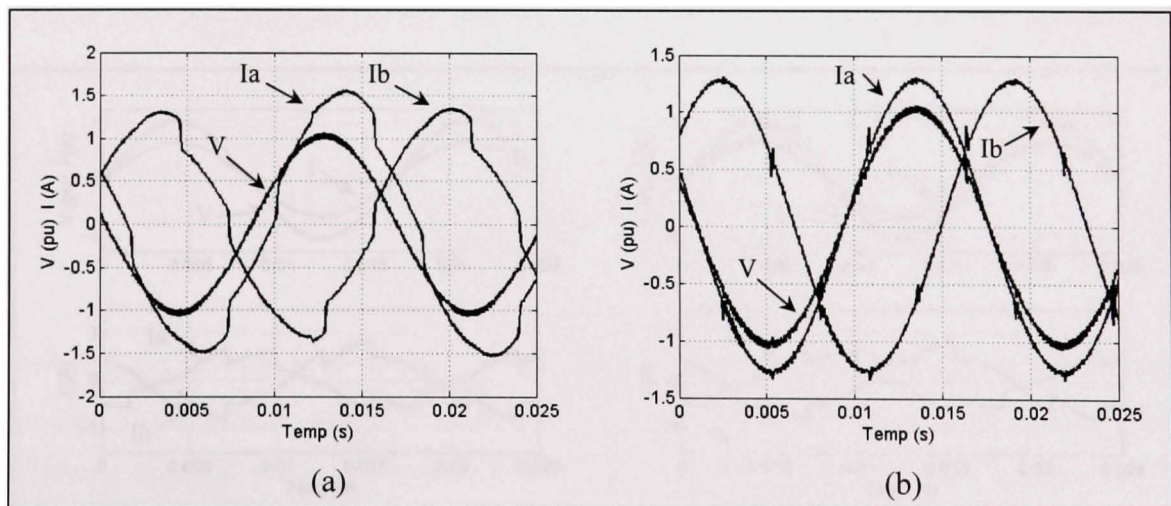


Figure 5.15 Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion en simulation avec la méthode synchrone avant (a) et après compensation (b).

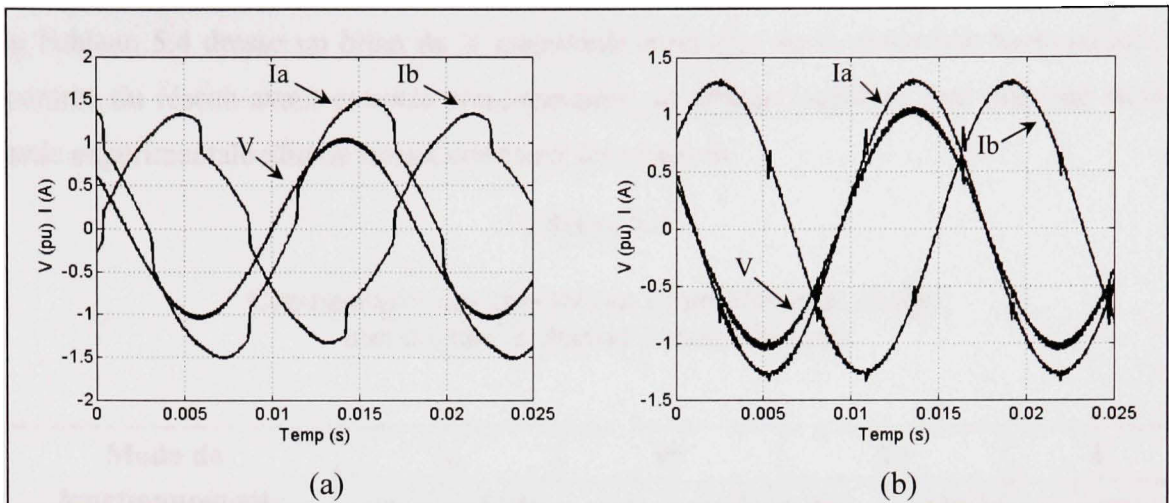


Figure 5.16 Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion en simulation avec la méthode directe avant (a) et après compensation (b).

Regardons maintenant les courants de compensation pour la méthode synchrone (a) et directe (b) à la Figure 5.17 où le courant et la tension du réseau apparaissent dans la partie supérieure du graphique alors que les courants du filtre sont dans la partie inférieure. Nous pouvons clairement remarquer que les courants de compensation ne sont pas égaux en magnitude afin de compenser le déséquilibre de charge.

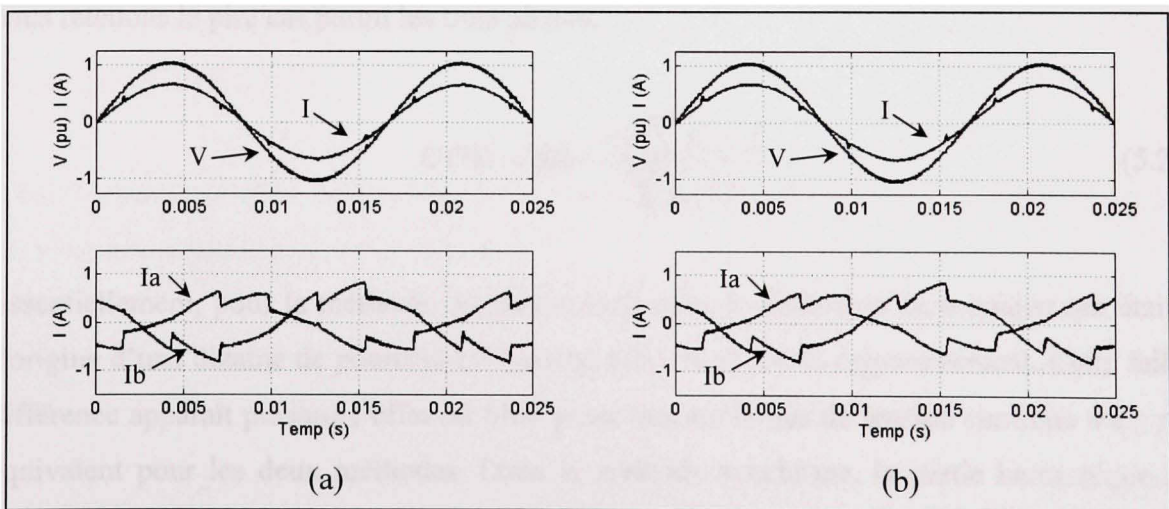


Figure 5.17 Régimes permanents des courants de compensation en simulation avec la méthode synchrone (a) et directe (b).

Le Tableau 5.4 dresse un bilan de la magnitude ainsi que de la distorsion harmonique des courants du réseau avant et après compensation, un tableau similaire sera présenté dans la partie expérimentale afin de mieux comparer les résultats.

Tableau 5.4

Comparaisons des courants en simulation avec charge non-linéaire, inductive et non-balancée

Mode de fonctionnement	Ia		Ib		Ic		U
	mA	THD	mA	THD	mA	THD	
Synchrone sans compensation	1.06	9.2	940	9.5	898	12	7.0
Synchrone avec compensation	915	3.1	909	3.1	926	3.1	1.1
Directe sans compensation	1.06	9.2	940	9.5	898	12	7.0
Directe avec compensation	919	3.4	905	3.4	933	3.4	1.5

Afin de calculer le facteur de débalancement, nous utilisons l'équation (5.24) dans laquelle nous retenons le pire cas parmi les trois phases.

$$U(\%) = 100 \times \frac{I - \sum I_{abc} / 3}{\sum I_{abc} / 3} \quad (5.24)$$

Essentiellement, pour la méthode synchrone et directe, la distorsion harmonique qui était à l'origine d'une dizaine de pourcent est ramené à 3.1 % et 3.4 % respectivement. Cette faible différence apparaît puisque l'effet du filtre passe bas sur le bus de tension continue n'est pas équivalent pour les deux méthodes. Dans la méthode synchrone, la partie harmonique est extraite par un circuit distinct indépendant de la réponse en fréquence de la rétroaction de charge du bus. Dans le cas de la méthode directe, c'est directement la rétroaction de charge du bus qui entre dans l'extraction de la partie polluée. Un ajustement plus précis serait

nécessaire afin de rendre les deux méthodes parfaitement équivalentes. Ceci fait d'ailleurs apparaître une différence au niveau du facteur de déséquilibre où la méthode directe n'a pas aussi bien performée que la méthode synchrone avec un facteur de 1.5 % comparativement à 1.1 %.

Nous présentons à la Figure 5.18 et Figure 5.19 le courant et la tension du réseau, avant compensation en (a) et après compensation en (b) pour une charge inductive non-balançée connectée aux phases « b et c » du réseau pour les méthodes synchrone et directe respectivement. Dans les deux cas en (a), le faible courant circulant toujours sur la phase « a » a essentiellement deux explications principales. La première est que le transformateur entre le filtre shunt et le réseau nécessite un courant de magnétisation non négligeable par rapport aux courants de la charge. La deuxième est qu'il existe un courant actif sur les trois phases afin de maintenir la tension du bus en compensant pour les pertes de commutations ainsi qu'à travers le réseau de transport incluant les inductances de lissage du courant. Les résultats en (b) montrent un niveau équivalent de performance des méthodes et une ondulation de la tension sur le bus de tension continue d'environ 2% à la fréquence du réseau. Les courants des phases « a et b » montre une petite différence et ceci s'explique par le compromis entre la bande passante du régulateur de tension du bus, la capacité du condensateur ainsi que l'ondulation maximale acceptable du bus de tension tel qu'expliqué au sous-chapitre 5.5.5.

Afin d'apporter plus de détails aux résultats, nous ajoutons le Tableau 5.5 afin de présenter un bilan des résultats pour cette séquence.

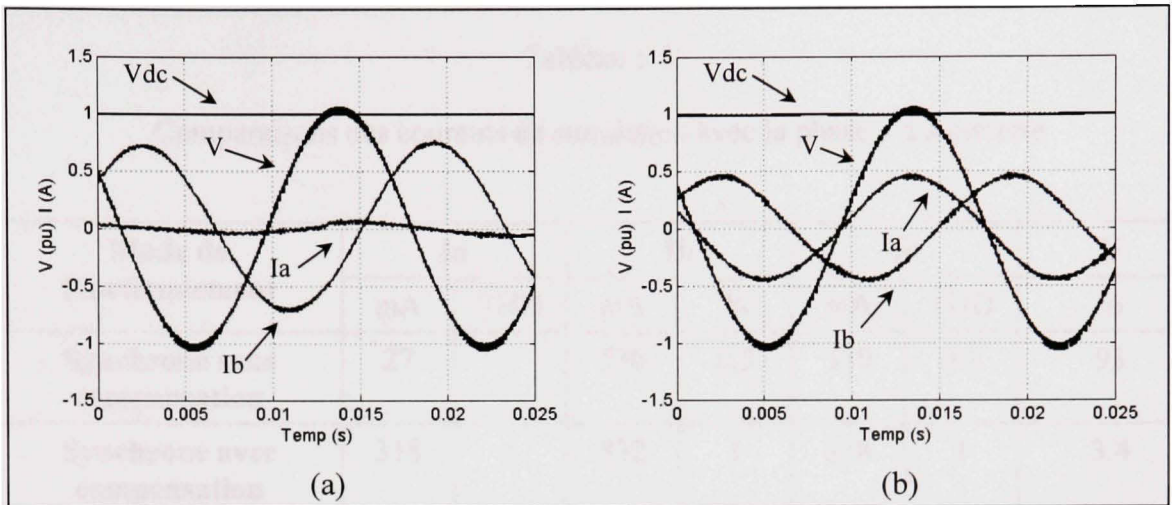


Figure 5.18 Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec phase « a » ouverte et la méthode synchrone avant (a) et après compensation (b) en simulation.

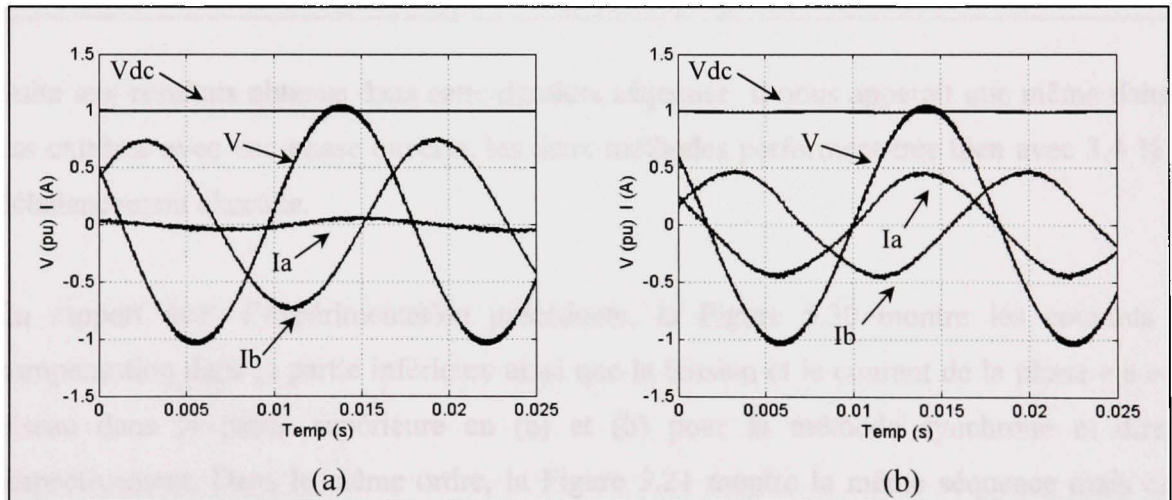


Figure 5.19 Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec phase « a » ouverte et la méthode directe avant (a) et après compensation (b) en simulation.

Tableau 5.5

Comparaisons des courants en simulation avec la phase « a » ouverte

Mode de fonctionnement	Ia		Ib		Ic		U
	mA	THD	mA	%	mA	THD	%
Synchrone sans compensation	27	-	530	0.5	530	0.5	93
Synchrone avec compensation	318	1	332	1	338	1	3.4
Directe sans compensation	25	-	530	0.5	530	0.5	93
Directe avec compensation	318	1	332	1	338	1	3.4

Suite aux résultats obtenus dans cette dernière séquence, il nous apparaît que même dans le cas extrême avec une phase ouverte, les deux méthodes performant très bien avec 3.4 % de déséquilibre chacune.

En rapport avec l'expérimentation précédente, la Figure 5.20 montre les courants de compensation dans la partie inférieure ainsi que la tension et le courant de la phase « a » du réseau dans la partie supérieure en (a) et (b) pour la méthode synchrone et directe respectivement. Dans le même ordre, la Figure 5.21 montre la même séquence mais cette fois-ci avec une charge purement non-linéaire.

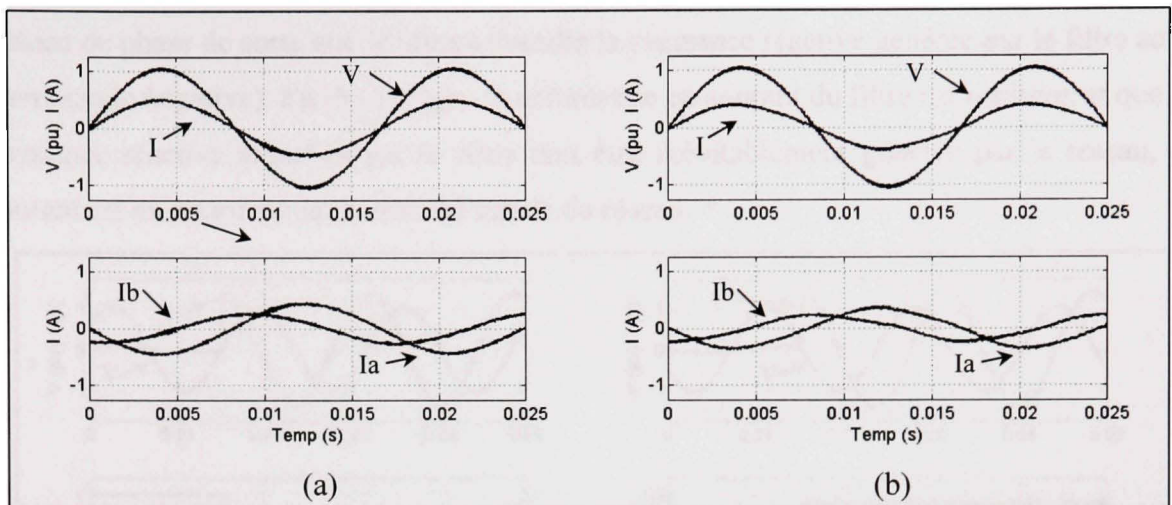


Figure 5.20 Régimes permanents des courants de compensation pour la phase « a » ouverte avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en simulation.

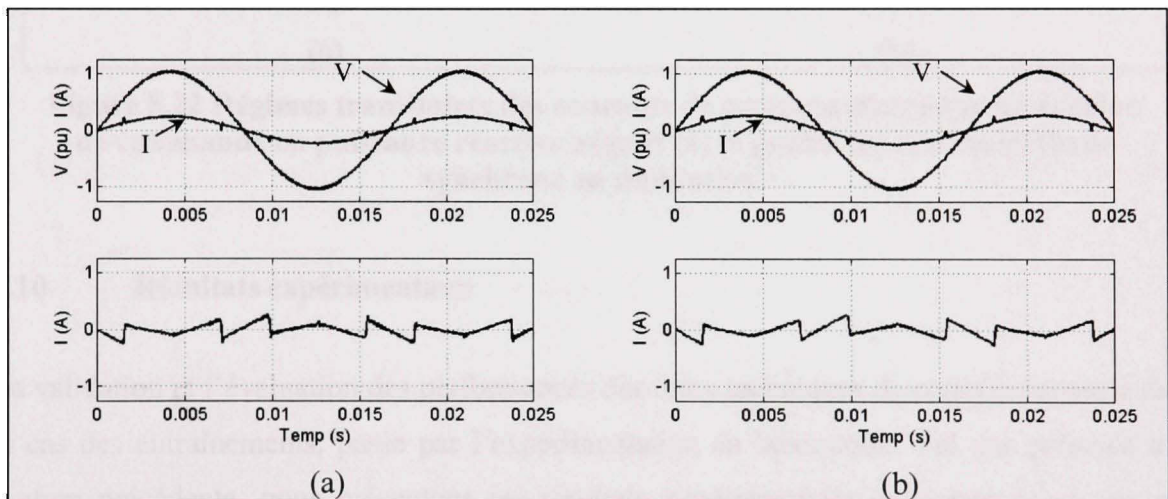


Figure 5.21 Régimes permanents des courants de compensation pour une charge non linéaire pure avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en simulation.

Les derniers résultats à la Figure 5.22 montre qu'il est possible avec le filtre dans le référentiel synchrone de contrôler la puissance réactive indépendamment de la puissance active. La commande ainsi que la réponse en courant réactif dans le référentiel synchrone apparaissent dans la partie inférieure alors que la tension et le courant de la phase « a » du réseau sont dans la partie supérieure. Afin d'obtenir une transitoire très rapide, la compensation du courant réactif, harmonique et non-balancé est désactivée de sorte que le contrôle de la puissance réactive est instantané. La figure (a) montre le courant du réseau en

avance de phase de sorte que le réseau absorbe la puissance réactive générée par le filtre actif (commande négative). En (b), puisque la commande en courant du filtre est positive, et que la puissance réactive absorbée par le filtre doit être inévitablement générée par le réseau, le courant est en retard sur la tension à l'entrée du réseau.

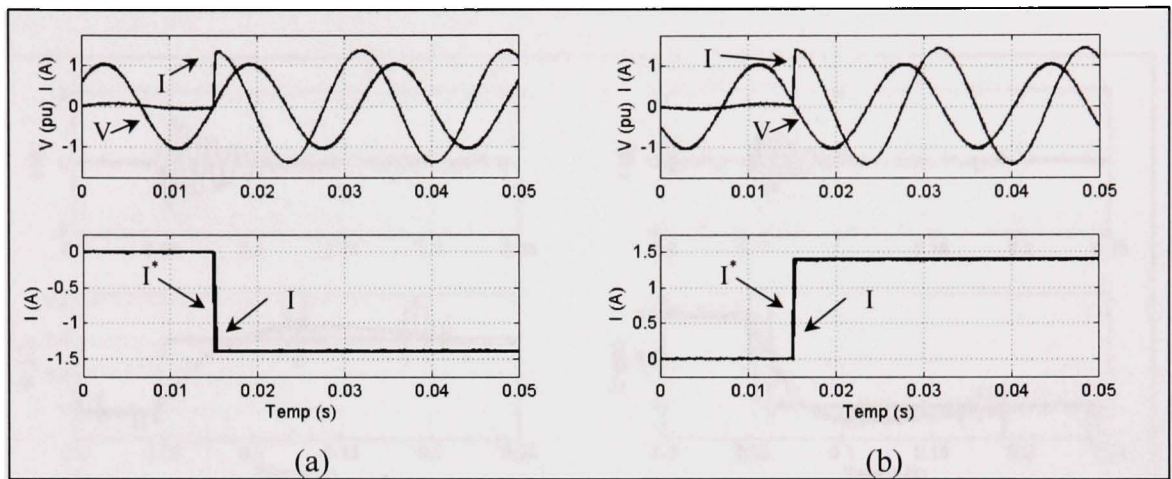


Figure 5.22 Régimes transitoires des courants de compensation pour un échelon de commande en puissance réactive négatif (a) et positif (b) avec la méthode synchrone en simulation.

5.10 Résultats expérimentaux

La validation et l'évaluation des performances des deux techniques de contrôle, comme dans le cas des entraînements, passe par l'expérimentation en laboratoire. Tel que présenté à la section précédente, nous présentons les résultats expérimentaux en commençant par une vérification du circuit de contrôle de charge et de maintien de la tension du bus de tension continue.

À la Figure 5.23 nous vérifions avec la méthode synchrone la réponse transitoire pour un passage de 125 à 175 volts en (a), de 175 à 125 volts en (b) et de même à la Figure 5.24 pour la méthode directe. Les gains utilisés varient légèrement de ceux déterminés théoriquement et par conséquent, de ceux utilisés dans la simulation. Comparativement à 0.074 et 0.971 pour les gains proportionnel et intégral respectivement, nous avons ajusté les gains à 0.03 et 0.4 afin d'obtenir une réponse très similaire à la simulation. Les réponses transitoires montrent le

même dépassement qu'en simulation et cette fois-ci nous avons considéré que la rétroaction de la lecture du bus de tension continue est unitaire alors qu'elle serait mieux représentée à l'aide d'une fonction de premier ordre. Le dépassement semble plus important avec la méthode synchrone, mais d'une transitoire à l'autre, les résultats varient légèrement.

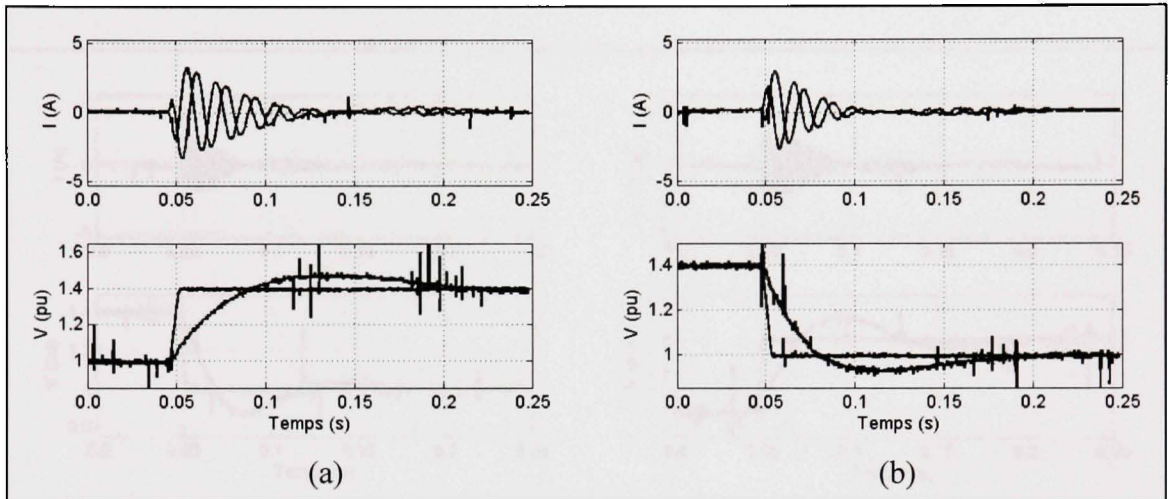


Figure 5.23 Réponses à l'échelon 125 - 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec la méthode synchrone en laboratoire.

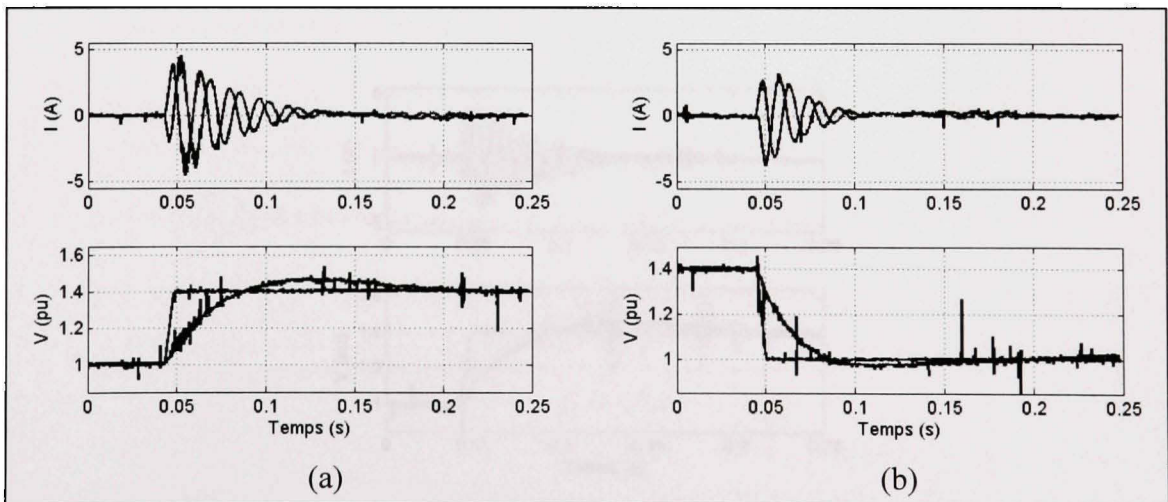


Figure 5.24 Réponses à l'échelon 125 - 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec la méthode directe en laboratoire.

Activons maintenant la compensation pour le passage de 125 à 175 volts en (a) et de 175 à 125 volts en (b) à la Figure 5.25 pour la méthode synchrone. Exactement comme dans le cas

de la simulation, le dépassement de la commande est beaucoup plus important et les oscillations gênantes. Ce dépassement est attribuable en grande partie à la négligence des multiples boucles de rétroaction et à la différence de la simulation nous avons en plus un délai sur les lectures de la tension du bus et des courants. À nouveau, à la Figure 5.26, la compensation est activée avec la méthode directe et la réponse transitoire n'est pas affectée.

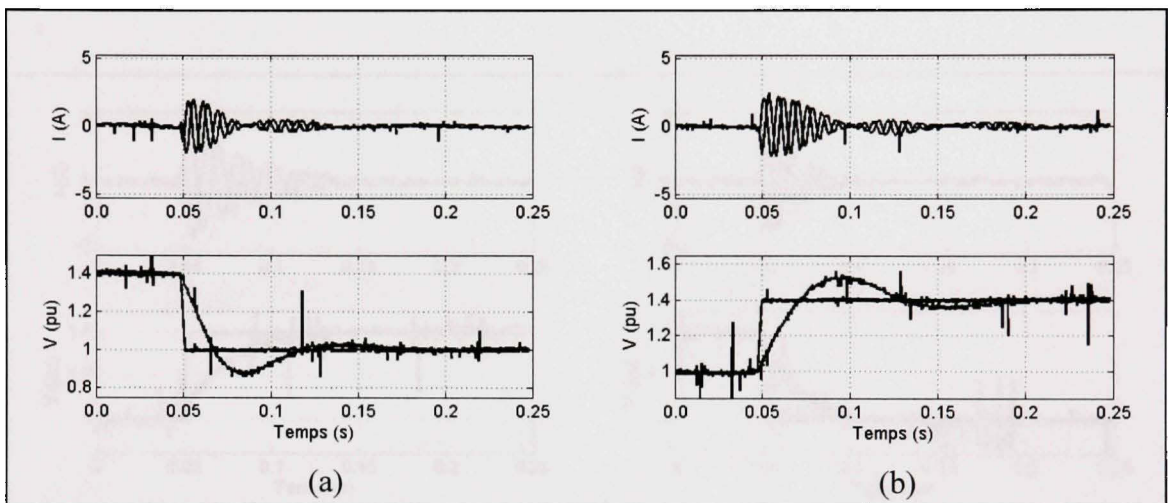


Figure 5.25 Réponses à l'échelon 125 – 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue en mode compensation avec la méthode synchrone en laboratoire.

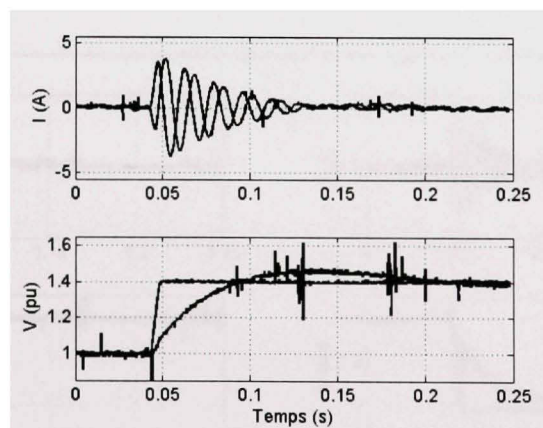


Figure 5.26 Réponse à l'échelon 125 - 175 volts du bus de tension continue en mode compensation avec la méthode directe en laboratoire.

Voici les réponses transitoires avec l'ajout du gain K_{FF} pour la méthode synchrone à la Figure 5.27 et avec la méthode directe à la Figure 5.28. La réponse transitoire correspond aux

spécifications initiales des régulateurs tels que nous l'avons observé en simulation. Il est intéressant à ce point de souligner l'observation suivante. Le module moyen du courant transitoire est plus élevé lorsque l'on désire augmenter la tension du condensateur que lorsque l'on la diminue. Ce phénomène rend bien compte des pertes engendrées entre le condensateur et le réseau dans le circuit de commutation, les inductances de lissage et le transformateur élévateur de tension.

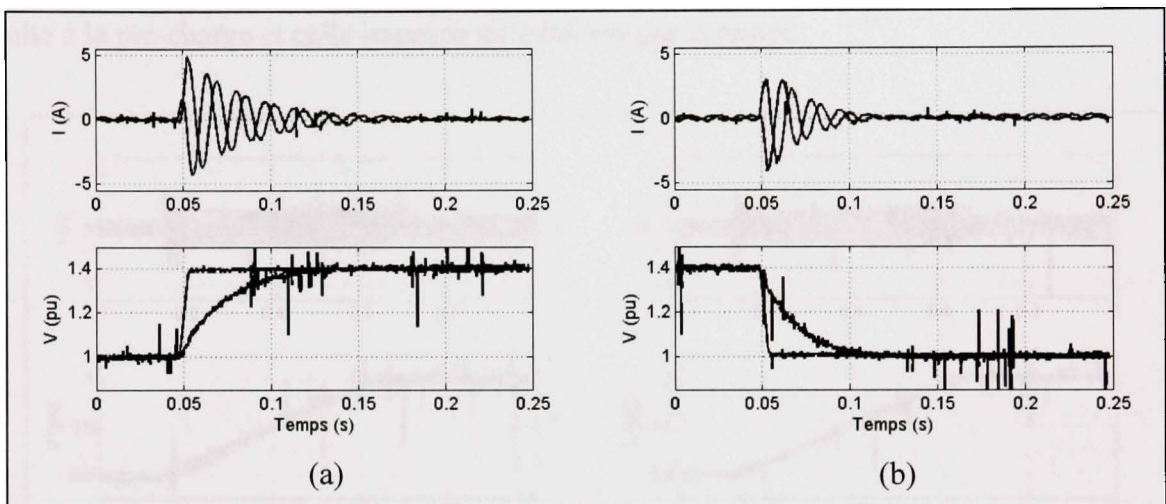


Figure 5.27 Réponses à l'échelon 125 – 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue avec le gain K_{FF} et la méthode synchrone en laboratoire.

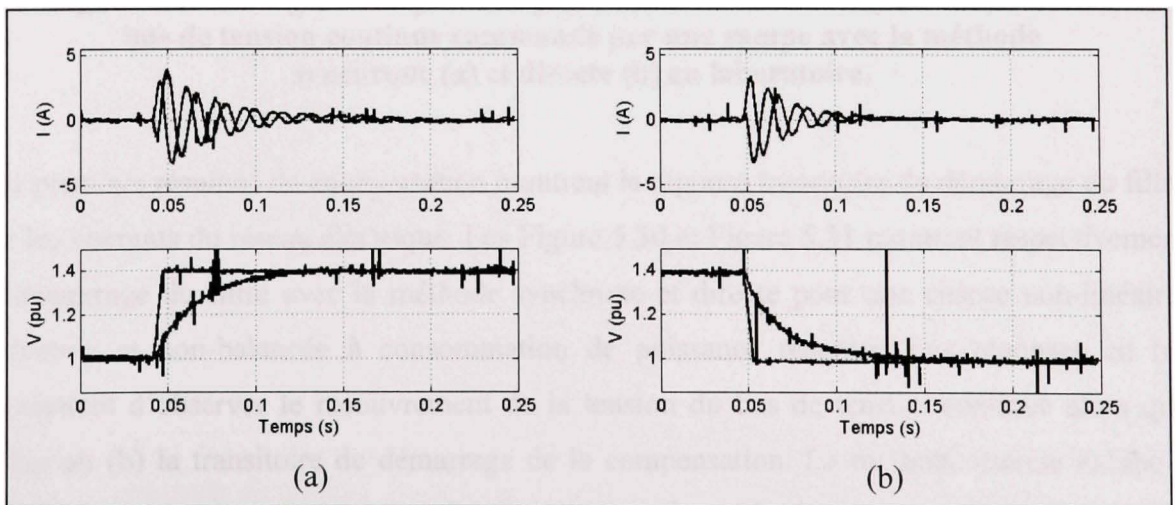


Figure 5.28 Réponses à l'échelon 125 – 175 volts (a) et 175 - 125 volts (b) du bus de tension continue le gain K_{FF} et la méthode directe en laboratoire.

Vérifions maintenant le démarrage des filtres suite à la pré-charge. La Figure 5.29 montre le filtre avec la méthode synchrone (a) et directe (b) où une rampe de tension est imposée comme référence afin de passer de la pré-charge (75 volts) au niveau de tension opérationnel nominal (125 volts). Exactement comme nous l'avons observé en simulation, la réponse est parfaitement contrôlée dans les deux cas et la tension du condensateur est amenée progressivement au niveau d'opération du filtre. Le lecteur attentif remarquera la légère ondulation au départ de la rampe due à la différence entre la valeur actuelle du bus de tension suite à la pré-charge et celle imposée initialement par la rampe.

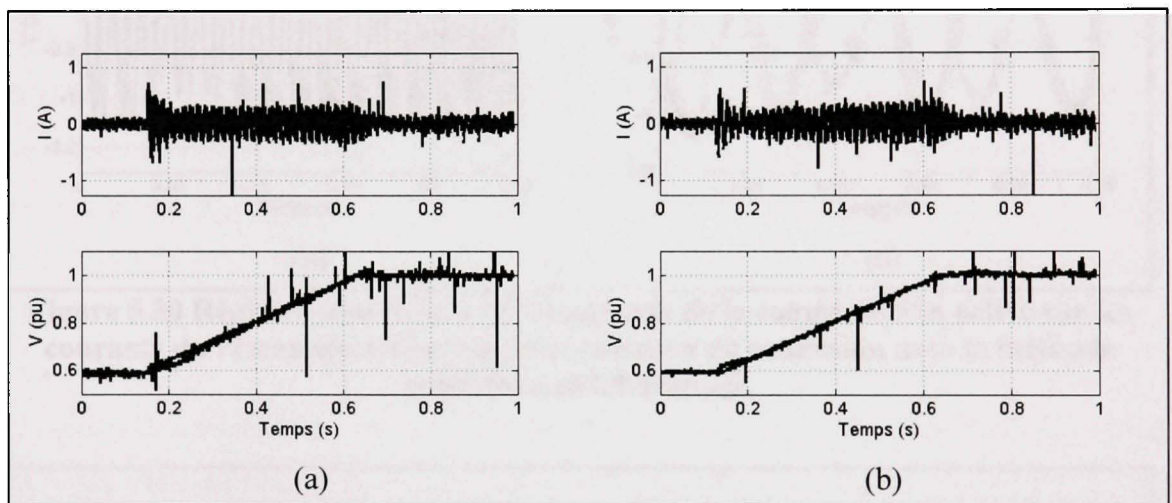


Figure 5.29 Passages de la pré-charge à la tension nominale (75 - 125) volts du bus de tension continue commandé par une rampe avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en laboratoire.

Les premiers résultats de compensation montrent la réponse transitoire du démarrage du filtre sur les courants du réseau électrique. Les Figure 5.30 et Figure 5.31 montrent respectivement le démarrage du filtre avec la méthode synchrone et directe pour une charge non-linéaire, inductive et non-balancée à consommation de puissance réactive. Les réponses en (a) permettent d'observer le recouvrement de la tension du bus de tension continue alors que celles en (b) la transitoire de démarrage de la compensation. La méthode directe exhibe à nouveau une transitoire nettement plus marquée que la méthode synchrone et ceci rend bien compte de la contre réaction expliquée précédemment entre le régulateur de tension du bus et les quantités de compensation où l'effet transitoire sur le bus de tension est moins important

avec la méthode synchrone que dans le cas de la compensation directe. Bien que la partie harmonique soit compensée immédiatement dans les deux cas, la compensation du facteur de puissance prendra ici plus de trois cycles avant d'être complètement atteinte dans le cas de la compensation synchrone.

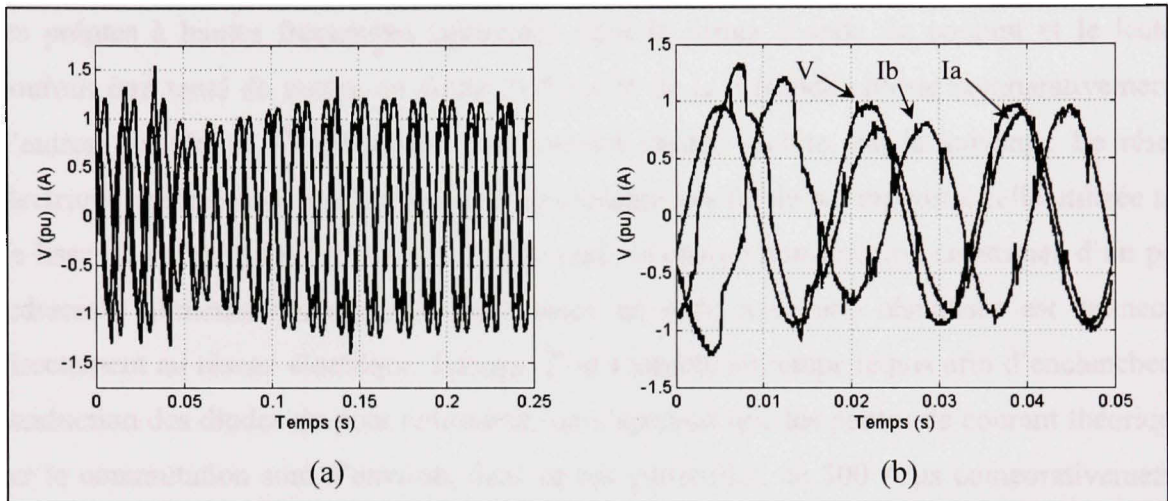


Figure 5.30 Régimes transitoires du démarrage de la compensation active sur les courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode synchrone en laboratoire.

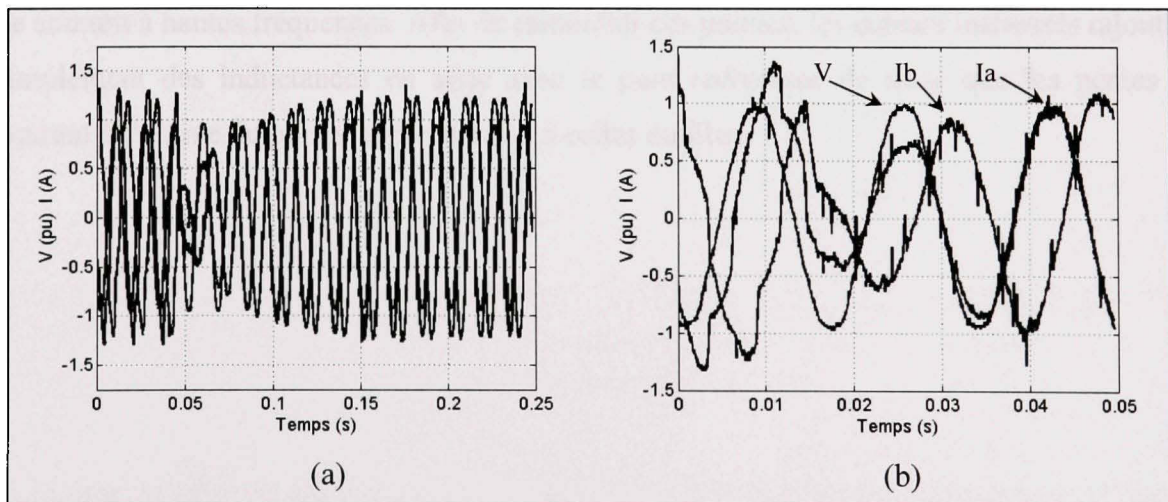


Figure 5.31 Régimes transitoires du démarrage de la compensation active sur les courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode directe en laboratoire.

Afin de comparer les performances en régime permanent, la Figure 5.32 avec la méthode synchrone et Figure 5.33 avec la méthode directe montrent en (a) le courant pollué du réseau électrique avant compensation et en (b) avec compensation. Essentiellement, l'efficacité des deux méthodes est identique, tel qu'observé en simulation. Nous apportons à nouveau ici une explication concernant les formes d'ondes observées. Plusieurs ouvrages ne présentent pas les pointes à hautes fréquences contenues dans la forme d'onde du courant et le lecteur pourrait être tenté de mettre en doute l'efficacité de la méthode choisie comparativement à d'autres. En réalité, l'explication, trop souvent gardée secrète, est la suivante. Le réseau électrique présente une inductance série équivalente très faible par rapport à celle utilisée afin de lisser le courant du filtre shunt. De son côté, la charge non-linéaire, constituée d'un pont redresseur alimentant une grande inductance en série avec une résistance est connectée directement au réseau électrique. Lorsque l'on s'attarde au temps requis afin d'enclencher la conduction des diodes du pont redresseur, on s'aperçoit que les pentes de courant théoriques sur la commutation sont d'environ, dans ce cas particulier, de $500 \text{ A}/\mu\text{s}$ comparativement à 23 A/ms pour le filtre shunt à travers l'inductance de lissage. Il se produit donc un instant où le courant change brusquement sur le réseau alors que même si le filtre tente de le compenser, il existera toujours un temps de réponse pendant lequel apparaîtront les pointes de courant à hautes fréquences. Afin de camoufler ces pointes, les auteurs intéressés rajoutent simplement des inductances en série avec le pont redresseur de sorte que les pentes de courant à l'entrée du pont s'apparenteront à celles du filtre.

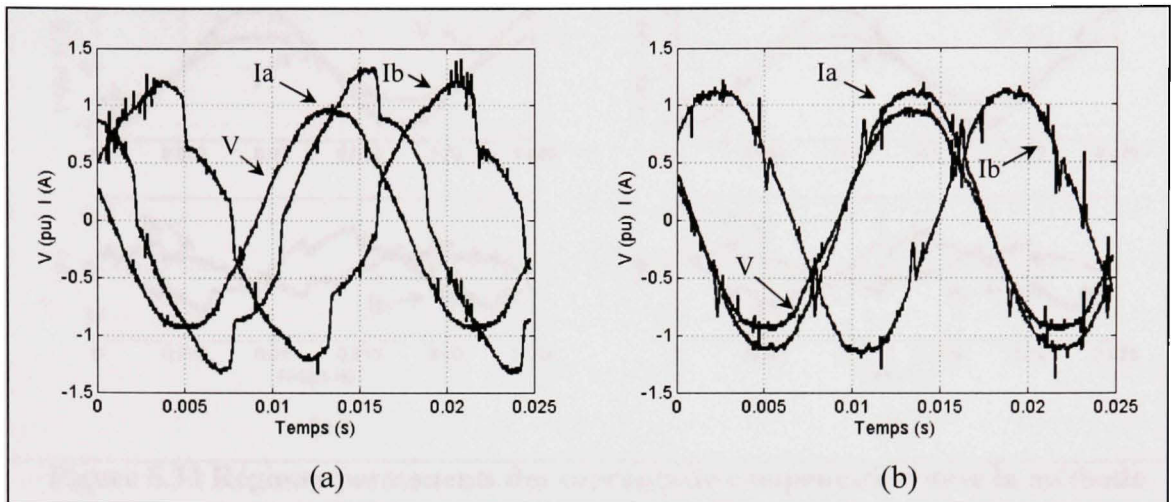


Figure 5.32 Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode synchrone avant (a) et après compensation (b) en laboratoire.

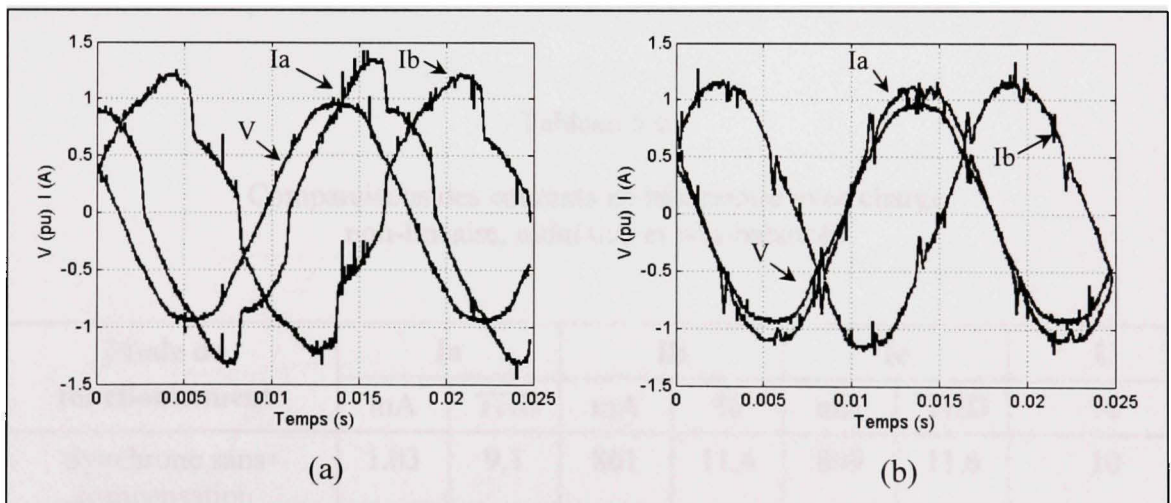


Figure 5.33 Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec la méthode directe avant (a) et après compensation (b) en laboratoire.

Regardons maintenant les courants de compensation pour la méthode synchrone (a) et directe (b) à la Figure 5.34 où le courant et la tension du réseau apparaissent dans la partie supérieure du graphique alors que les courants du filtre sont dans la partie inférieure. Nous pouvons clairement remarquer que les courants de compensation ne sont pas égaux en magnitude afin de compenser le déséquilibre de charge.

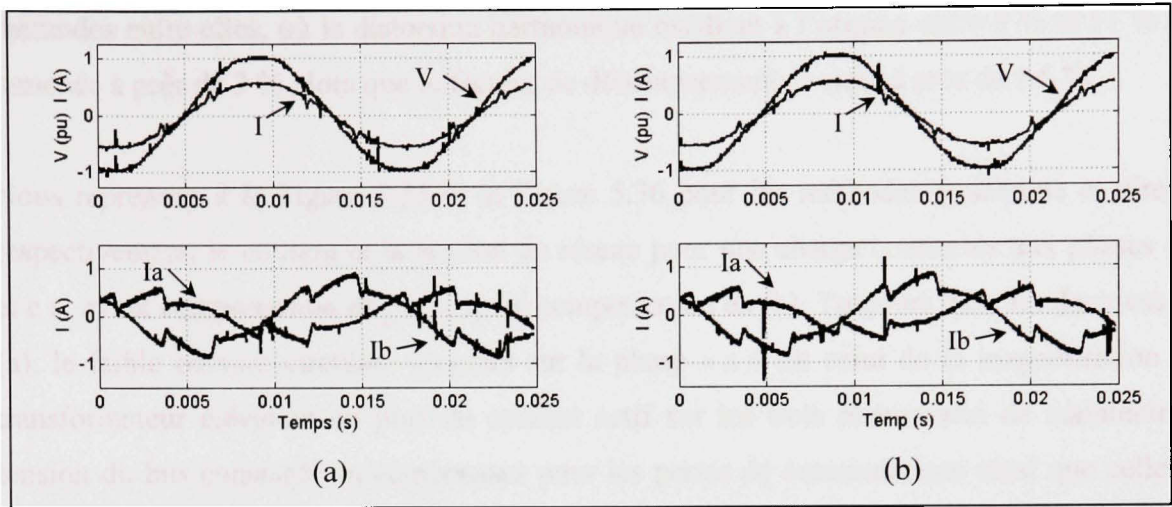


Figure 5.34 Régimes permanents des courants de compensation avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en laboratoire.

Tel que présenté en simulation, le Tableau 5.6 dresse un bilan de la magnitude ainsi que de la distorsion harmonique des courants du réseau avant et après compensation.

Tableau 5.6

Comparaisons des courants en laboratoire avec charge non-linéaire, inductive et non-balancée

Mode de fonctionnement	Ia		Ib		Ic		U
	mA	THD	mA	%	mA	THD	%
Synchrone sans compensation	1.03	9.1	861	11.4	809	11.6	10
Synchrone avec compensation	833	3.3	802	3.2	811	3.4	1.7
Directe sans compensation	1.04	9.5	875	11.2	819	11.9	10
Directe avec compensation	832	3.1	812	2.6	813	3.2	1.6

En rapport avec les performances obtenues en simulation, nous observons que les résultats pratiques révèlent un niveau de performance équivalent, et ce même en comparant les deux

méthodes entre-elles, où la distorsion harmonique oscillant à l'origine entre 9 % et 11 % est ramenée à près de 3 % alors que le facteur de déséquilibre se situe à près de 1.6 %.

Nous reprenons à la Figure 5.35 et la Figure 5.36 pour les méthodes synchrone et directe respectivement, le courant et la tension du réseau pour une charge connectée aux phases « b et c », avant compensation en (a) et après compensation en (b). Toujours dans les deux cas en (a), le faible courant circulant toujours sur la phase « a » est celui de la magnétisation du transformateur élévateur en plus du courant actif sur les trois phases afin de maintenir la tension du bus constante en compensant pour les pertes de commutations ainsi que celles à travers notre réseau de transport (inductances de lissage du courant et câblage). Les résultats en (b) montrent un niveau équivalent de performance des méthodes et une ondulation de la tension sur le bus de tension continue d'environ 3% à la fréquence du réseau. Les courants des phases « a et b » ne sont pas parfaitement balancés pour les mêmes raisons qu'en simulation ainsi que celles expliquées au sous-chapitre 5.5.5. Nous ajoutons le Tableau 5.7 en référence avec le Tableau 5.5 équivalent en simulation.

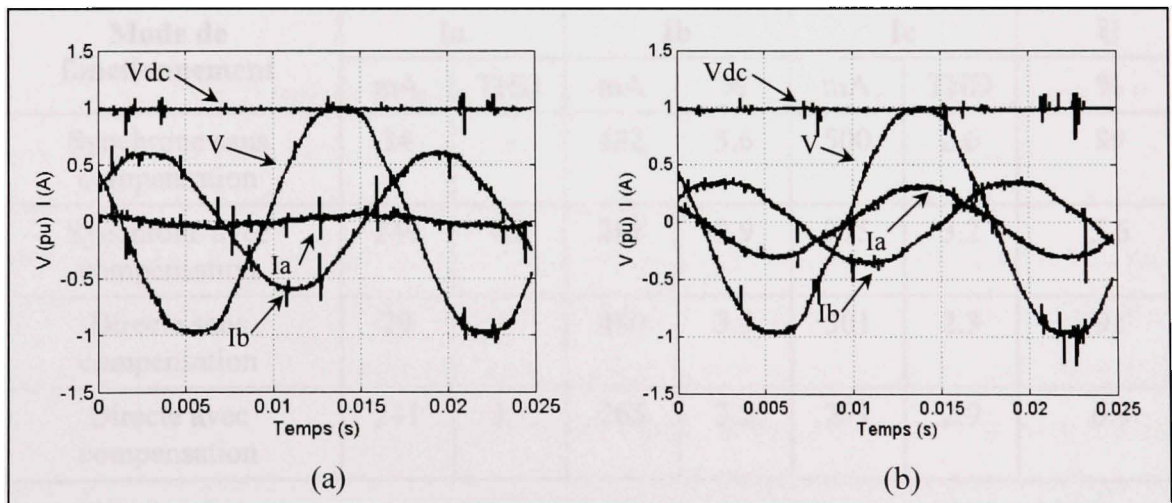


Figure 5.35 Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec phase « a » ouverte et la méthode synchrone avant (a) et après compensation (b) en laboratoire.

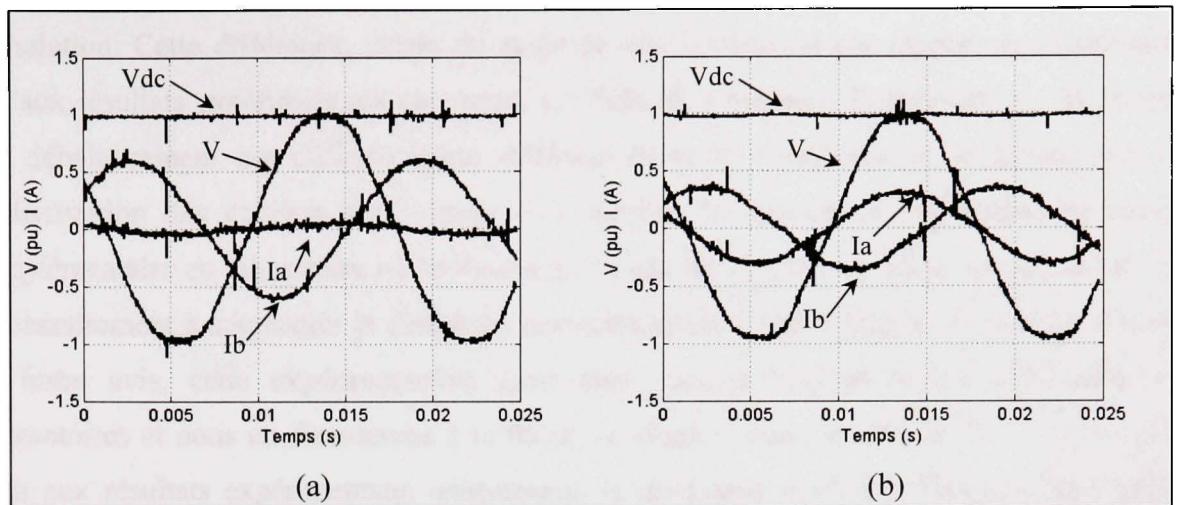


Figure 5.36 Régimes permanents des courants du réseau électrique au point commun de connexion avec phase « a » ouverte et la méthode directe avant (a) et après compensation (b) en laboratoire.

Tableau 5.7

Comparaisons des courants en laboratoire avec la phase « a » ouverte

Mode de fonctionnement	Ia		Ib		Ic		U
	mA	THD	mA	%	mA	THD	%
Synchrone sans compensation	34	-	482	3.6	500	2.6	89
Synchrone avec compensation	249	4.2	268	3.9	275	3.2	5.6
Directe sans compensation	29	-	499	3.3	501	2.3	91
Directe avec compensation	241	3.7	265	3.2	271	2.9	6.9

Notre première observation suite aux résultats du Tableau 5.7 indique que notre filtre shunt génère, et ce indépendamment du type de charge, un minimum de distorsion harmonique à près de 3% lorsque la fonction de compensation est activée. Ici, avec une charge inductive non-balancée où la phase « a » est ouverte, le facteur de désbalancement est ramené à 5.6 % et 6.9 % pour la méthode synchrone et directe respectivement comparativement à 3.4 % en

simulation. Cette différence, autant du point de vue simulation par rapport au laboratoire, qu'aux résultats expérimentaux entre-eux, est difficile à nuancer. Premièrement, le facteur de débalancement est définitivement différent entre la simulation et le laboratoire. À l'observation des courbes avec phase « a » ouverte, clairement il existe une distorsion supplémentaire en laboratoire où le dessus de l'onde de courant est aplati et ceci contribue nécessairement à augmenter la distorsion harmonique ainsi que le facteur de débalancement. À notre avis, cette expérimentation rend bien compte des limitations matérielles en laboratoires et nous en discuterons à la fin de ce chapitre dans la section 5.11. En ce qui a trait aux résultats expérimentaux uniquement, la différence n'est pas majeure, voir même contestable, puisque la lecture des valeurs de courant et distorsion varie légèrement continuellement dans le temps. Cependant, même si nous n'avons pas été en mesure de le démontrer clairement à l'aide de résultats expérimentaux ou du point de vue mathématique, les différences fondamentales dans la manière d'extraire les composantes réactive, harmonique et non balancée entre les deux méthodes ne permettent pas d'obtenir des résultats exactement équivalents sans un choix judicieux de la bande passante des filtres ainsi que des gains des régulateurs.

En rapport avec l'expérimentation précédente, la Figure 5.37 montre les courants de compensation dans la partie inférieure ainsi que la tension et le courant de la phase « a » du réseau dans la partie supérieure en (a) et (b) pour la méthode synchrone et directe respectivement. Nous observons que les courants de compensation sont fortement débalancés afin de compenser la charge réactive et que le facteur de puissance du réseau est unitaire, tel que désiré. Dans le même ordre, la Figure 5.38 montre la même séquence mais cette fois-ci avec une charge purement non-linéaire. Nous avons préféré cette fois-ci ne mettre qu'une seule des trois phases de compensation afin de bien distinguer la forme caractéristique de la compensation d'une charge inductive au courant redressé.

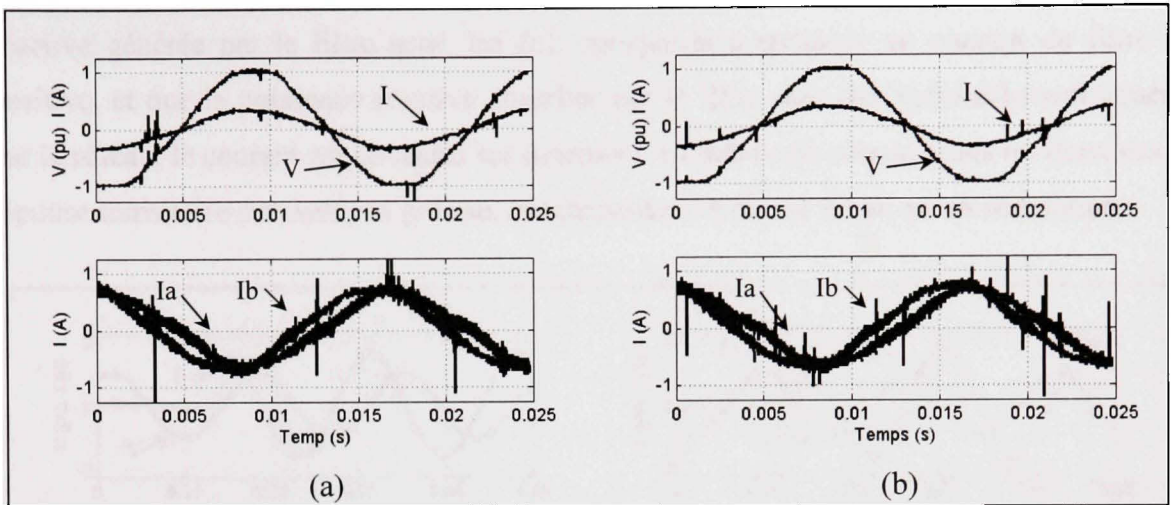


Figure 5.37 Régimes permanents des courants de compensation pour la phase « a » ouverte avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en laboratoire.

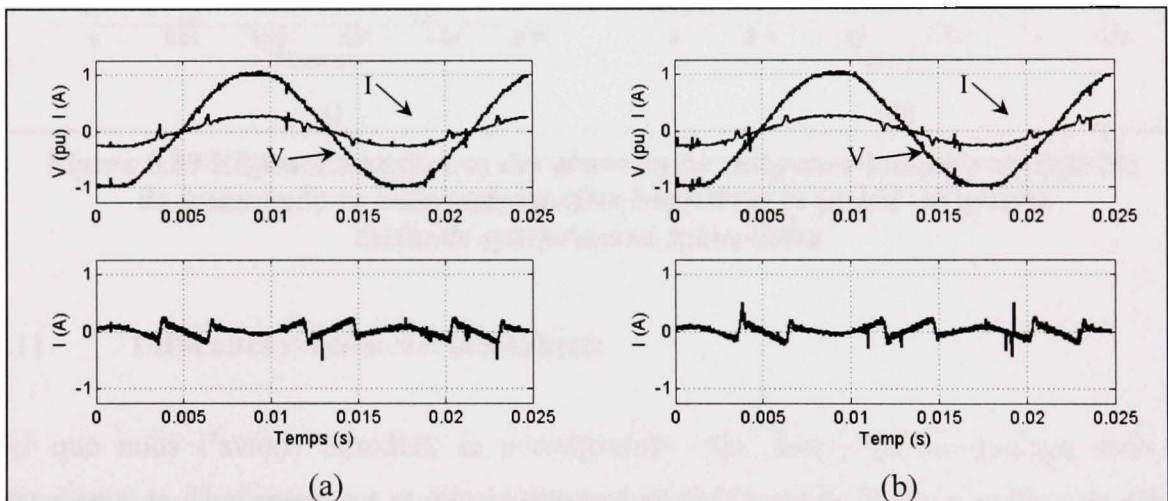


Figure 5.38 Régimes permanents des courants de compensation pour une charge non linéaire pure avec la méthode synchrone (a) et directe (b) en laboratoire.

Les derniers résultats à la Figure 5.39 confirment la capacité du filtre dans le référentiel synchrone à contrôler la puissance réactive indépendamment de la puissance active. La commande ainsi que la réponse en courant réactif dans le référentiel synchrone apparaissent dans la partie inférieure alors que la tension et le courant de la phase « a » du réseau sont dans la partie supérieure. La compensation du courant réactif, harmonique et non-balancé est désactivée de sorte que le contrôle de la puissance réactive est instantané. La figure (a) montre le courant du réseau en avance de phase de sorte que le réseau absorbe la puissance

réactive générée par le filtre actif. En (b), puisque la commande en courant du filtre est positive, et que la puissance réactive absorbée par le filtre doit être inévitablement générée par le réseau, le courant est en retard sur la tension à l'entrée du réseau. Dans les deux cas, la réponse transitoire est rapide et précise, exactement de la même façon qu'en simulation.

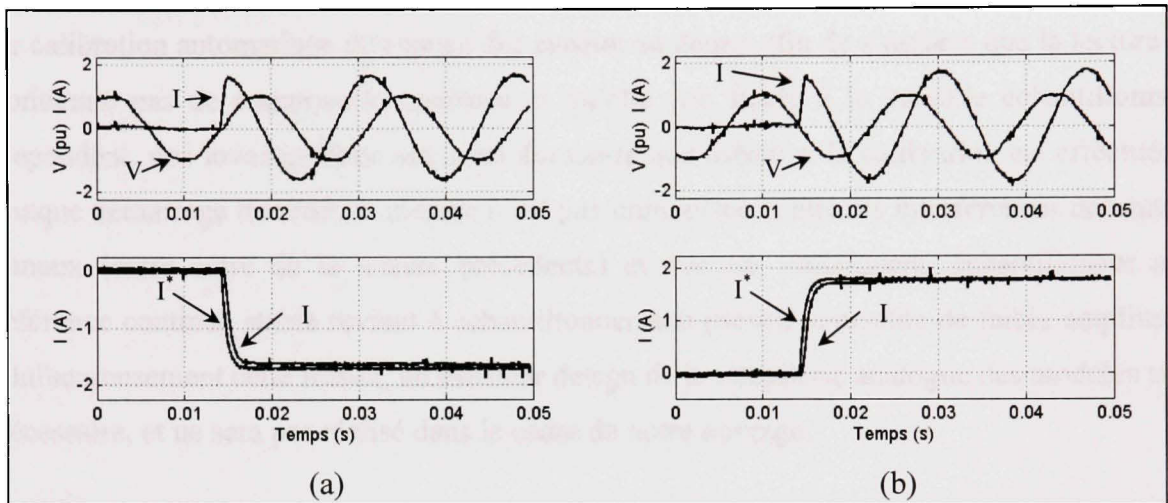


Figure 5.39 Régimes transitoires des courants de compensation pour un échelon de commande en puissance réactive négatif (a) et positif (b) avec la méthode synchrone en laboratoire.

5.11 Difficultés rencontrées et solutions

Tel que nous l'avons introduit, le convertisseur coté réseau fût en quelque sorte la plateforme de développement et d'apprentissage du DSC puisqu'il était requis avant même d'entreprendre la construction de notre second module (côté rotor) afin de maintenir le bus de tension continue constant. Dès lors, nous avons fait face, sans même s'en douter, à un sérieux problème de bande passante et de calibration sur les lectures de courant et de tension. Nous avons d'ailleurs discuté au chapitre 4.4.3 traitant des difficultés rencontrées avec la commande directe de couple et de flux, d'un problème similaire, survenu à un niveau encore plus critique que celui du filtre actif. En effet, dès le commencement, nous avons remarqué que les performances du filtre variaient significativement d'un essai à l'autre, exactement dans les mêmes conditions de fonctionnement. En observant les composantes « dq » dans le référentiel synchrone, il était possible d'observer des ondulations à la fréquence synchrone,

signe de la présence d'une composante continue sur les grandeurs triphasées. Nos investigations ont confirmées que même après une calibration minutieuse de chacun des canaux analogiques, à chaque initialisation du DSP, une composante continue apparaissait sur la lecture, et que cette composante pouvait représenter parfois plus de 10 % de la valeur nominale à être échantillonnée. Afin de mitiger ce problème, nous avons inséré une routine de calibration automatique de chacun des canaux au départ afin de s'assurer que la lecture ne contienne pas de composante continue et qu'elle soit fidèle à la variable échantillonnée. Cependant, nos investigations ont aussi démontré que même si la calibration est effectuée à chaque démarrage du DSP, la mesure n'est pas immunisée contre les interférences des autres canaux (entre autre de la lecture précédente) et que par conséquent, échantillonner une référence continue stable revient à échantillonner une pseudo sinusoïde de faible amplitude. Malheureusement cette fois-ci, un meilleur design de la circuiterie analogue des modules sera nécessaire, et ne sera pas réalisé dans le cadre de notre ouvrage.

5.12 Conclusion partielle

Cet avant-dernier chapitre consacré au développement et à l'essai de deux techniques de contrôle de filtres actifs a définitivement été une partie très enrichissante à tous les niveaux en préparant le passage vers les entraînements électriques. Le développement en parallèle des deux méthodes, directe et synchrone, combiné à une attention particulière à la présentation des résultats de simulations et pratiques, a permis de démontrer que la simulation des systèmes réels, lorsqu'ils sont bien modélisés, permet de guider efficacement la conception en laboratoire. Pensons entre autre aux gains des régulateurs, à la bande passante des filtres ainsi qu'au dimensionnement du bus de tension continue. De plus, les résultats obtenus, tous très satisfaisant avec les deux méthodes, laisse le choix de la technique à favoriser libre en fonction des limitations technologiques (méthode directe) ainsi que de la flexibilité d'opération nécessaire à l'application (méthode synchrone). Cependant, compte tenu de la flexibilité additionnelle et des régimes transitoires mieux contrôlés, nous utiliserons la méthode synchrone dans le dernier chapitre afin de doter notre éolienne à MADA de fonctions novatrices.

CHAPITRE 6

MODELISATION ET ESSAIS D'UNE ÉOLIENNE AVEC FILTRE ACTIF CONNECTÉE À UN RÉSEAU ÉLECTRIQUE

6.1 Introduction

Jusqu'à maintenant, nous n'avons pas insisté à intégrer l'éolienne dans nos simulations et expérimentations pour la simple raison que nous avons préféré introduire et sélectionner les meilleurs systèmes (entraînements et filtres) selon leur performance individuelle et fonctionnalités générales puisque nous avons préalablement effectué une présélection dès le commencement de ce travail afin qu'elles répondent toutes aux besoins spécifiques de notre éolienne. Cette démarche nous a permis d'approfondir nos expérimentations avec un effort de conserver le système à sa plus simple expression afin de mieux comprendre les enjeux techniques derrière chaque méthode. Cependant, maintenant que nous sommes familiers avec la technologie, nous procéderons dans ce dernier chapitre au passage vers le système en combinant la partie mécanique de l'éolienne, sa méthode de contrôle, la commande de la machine électrique ainsi que celle du filtre actif. L'objectif est de s'assurer que les systèmes interagissent bien entre eux afin de valider le concept de l'éolienne à MADA permettant l'amélioration de la qualité de l'onde. En poursuivant notre démarche empruntée tout au long de ce travail, nous présenterons en détail le système à contrôler ainsi que les résultats de simulations avant de passer à la validation expérimentale.

6.2 Stratégie de commande de l'éolienne

L'éolienne est un générateur passablement complexe puisque contrairement aux turbines à gaz ou hydraulique, il n'y a aucun moyen de contrôler la puissance d'entrée mécanique. Premièrement parce que le vent souffle à une vitesse variable et que deuxièmement, il n'est pas souhaitable économiquement de réduire intentionnellement la portée des pales lorsque le vent souffle en dessous de la vitesse maximale supportée par l'éolienne afin de régulariser la production d'électricité. De plus, même s'il existe des techniques avancées de mesure et de

prévision de la vitesse du vent afin de maximiser la production électrique, elles resteront toujours approximatives puisque le vent ne souffle pas à une vitesse constante ni sur le terrain, ni sur toute la surface de l'éolienne et ceci est encore plus vrai pour les éoliennes de grandes tailles dispersées sur un grand territoire.

6.2.1 Poursuite de la trajectoire de puissance optimale

Nous avons préalablement introduit au chapitre 2 la nécessité d'exercer un contrôle de la vitesse et de l'inclinaison des pales de l'éolienne afin de maximiser la production d'énergie électrique. En premier lieu, le rapport de vitesse de rotation de l'éolienne sur la vitesse du vent λ doit idéalement être maintenu constant (ou dans la zone appropriée) en tout temps afin de maximiser la production d'énergie. Une des manières de réaliser cette condition serait d'obtenir une bonne approximation de la vitesse du vent et de contrôler le couple de la machine afin d'accélérer ou décélérer l'éolienne. Généralement, la commande ne permettra pas d'utiliser l'énergie du réseau électrique afin d'accélérer la turbine dans le cas où la vitesse du vent augmenterait brusquement afin d'atteindre un nouveau point d'opération optimal. Cependant, à l'observation de la courbe de puissance de notre éolienne fictive à la Figure 6.1, le couple développé est très faible lorsque la vitesse de rotation est presque nulle, et ce même si le vent souffle avec force. Il sera donc souhaitable parfois d'accélérer l'éolienne au démarrage afin que le couple produit puisse vaincre toutes les frictions statiques et dynamiques et que l'éolienne atteigne le point d'opération optimal plus rapidement.

La poursuite de la trajectoire optimale s'appuie sur la connaissance de la caractéristique puissance (couple) en fonction de la vitesse du vent ainsi que de la vitesse de rotation de l'éolienne. Lorsque l'on s'attarde à la courbe de puissance mécanique en fonction de la vitesse de rotation, il existe essentiellement qu'un seul point où, lorsque le vent souffle à vitesse constante, la puissance sera maximisée. Ce point est naturellement appelé point d'opération maximal. Lorsque l'on répète l'expérience pour une infinité de vitesse de vent, la littérature nous informe que les approximations en (5.25) et (5.26) sont bien suffisantes afin d'imposer la référence en puissance (couple) au générateur de sorte qu'en régime transitoire,

la vitesse de l'éolienne va tendre vers un nouveau point d'opération optimal à chaque fois que la vitesse du vent fluctuera, c'est le principe de la poursuite de la trajectoire optimale MPPT.

$$P_{opti} = K_{opti} \omega_m^3 \quad (5.25)$$

$$T_{opti} = K_{opti} \omega_m^2 \quad (5.26)$$

Connaissant les pertes mécaniques et électriques ici représentées sous P_{pertes} et T_{pertes} , ainsi qu'en contrôlant la machine soit via la puissance statorique, soit via le couple électromagnétique, les relations (5.27) et (5.28) respectivement permettent d'imposer la référence à l'entraînement électrique afin de réaliser la poursuite MPPT.

$$P_s^* \simeq P_{opti} / (1 - g) - P_{pertes} \quad (5.27)$$

$$T_e^* \simeq T_{opti} - T_{pertes} \quad (5.28)$$

Cette technique de régulation passive de la vitesse permettra d'obtenir une optimisation où l'efficacité dépendra essentiellement de la fréquence et magnitude des turbulences sur le site, de l'inertie combinée de la machine et de la turbine ainsi que de la puissance nominale de l'éolienne. Le meilleur compromis serait une éolienne de grande capacité, à faible inertie où le vent souffle fort avec peu de turbulences.

Dans le cas où l'on désire appliquer une régulation active de la vitesse, c'est-à-dire où une partie de l'énergie serait puisée à même le réseau afin d'atteindre un nouveau point d'opération optimal, deux solutions s'offrent à nous. La première consisterait à utiliser une mesure ou une estimation de la vitesse du vent afin d'imposer la vitesse de rotation de l'éolienne à partir de la valeur de λ optimale. L'expression de la vitesse de référence est donnée en (5.29) en se référant aux équations (2.3) et (2.6).

$$\omega_m^* = \frac{\lambda \hat{v}}{r_r n_g} \quad (5.29)$$

La deuxième solution n'est qu'une manipulation de l'équation (5.26) où le couple électromagnétique est remplacé par une estimation du couple mécanique et la vitesse de rotation mécanique devient la référence de vitesse. L'expression est noté en (5.30) où les gains du régulateur de vitesse nécessaire aux deux techniques doivent être soigneusement sélectionné afin d'obtenir le meilleur rendement possible sans toutefois créer de perturbations électriques nuisibles ainsi que des stress mécanique pouvant affecter l'usure normale des composantes en rotation.

$$\omega_m^* = \sqrt{\frac{\hat{T}_{mec}}{K_{opti}}} \quad (5.30)$$

Bien qu'il soit possible d'utiliser toutes les solutions présentées précédemment afin d'effectuer la poursuite MPPT, à la fois en simulation qu'au laboratoire, nous sélectionnons la première méthode aux équations (5.27) et (5.28) ne nécessitant ni une estimation de la vitesse du vent, ni du couple développé par l'éolienne. Cette méthode est donc beaucoup plus robuste puisqu'elle ne dépend que de la caractéristique aérodynamique de la turbine. Par contre, dans les endroits où il pourrait y avoir accumulation de glace sur les pales, la caractéristique aérodynamique en serait affectée et la méthode ne serait plus aussi efficace, un problème qui affecte aussi les deux méthodes en (5.29) et (5.30).

6.2.2 Contrôle de l'inclinaison des pales

Généralement, le régulateur d'inclinaison des pales n'intervient pas au cours du fonctionnement normal de l'éolienne, à moins qu'un exploitant veuille se servir de ce degré de liberté supplémentaire afin de régulariser la puissance mécanique développée par l'éolienne. Ce n'est que lorsque le vent souffle au-delà de la vitesse nominale que le régulateur interviendra afin de prévenir des bris mécanique dus à une surcharge instantanée de l'éolienne lorsque la vitesse, le couple et la puissance électrique dépassent le cadre des spécifications d'opération. C'est le cas entre autre à la Figure 6.1 où, lorsque la puissance mécanique dépasse 1.2 PU, l'angle des pales doit être modifié afin de maintenir la puissance générée constante.

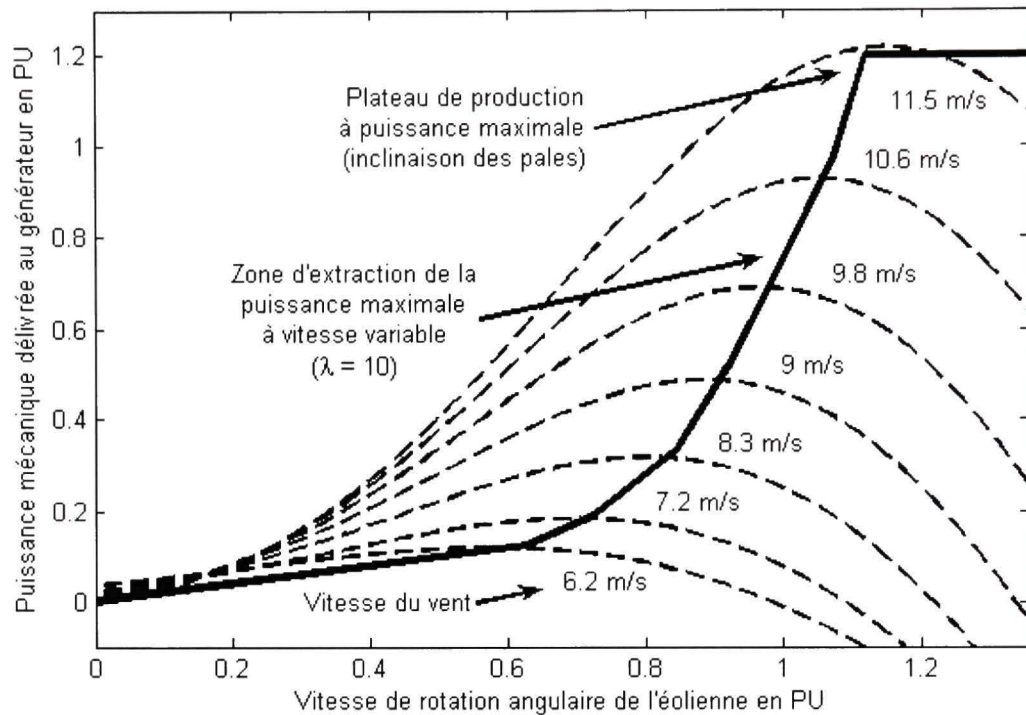


Figure 6.1 Caractéristique puissance - vitesse de l'éolienne.

6.3 Introduction du filtre actif dans l'éolienne à MADA.

L'éolienne à MADA possède naturellement deux convertisseurs électroniques afin d'effectuer le passage de la puissance de glissement à basse fréquence vers le réseau électrique (Figure 6.2). À cet effet, nous proposons de modifier l'algorithme traditionnel de contrôle du convertisseur côté réseau afin de le convertir en filtre actif parallèle. En pratique, cette opération nécessiterait quelques modifications à l'architecture initiale afin de garantir le succès de l'introduction des nouvelles fonctionnalités. Entre autre, il faudrait :

- Augmenter la taille du convertisseur côté réseau en fonction des besoins anticipés de compensation réactive, harmonique et de balancement de charge.
- Modifier la structure du filtre à harmoniques à la sortie du convertisseur côté réseau puisque ce dernier a généralement une bande passante optimisée à la fréquence du réseau.

- Augmenter la capacité du condensateur de découplage entre les deux convertisseurs afin qu'il réponde aux nouvelles caractéristiques transitoires introduites lors de la conception du filtre actif au sous-chapitre 5.5.
- Introduire une lecture du courant du réseau au point d'intérêt afin de permettre la rétroaction nécessaire à la commande.

En revanche, si les modifications étaient apportées au moment de la conception et fabrication de l'éolienne, ils ne constitueraient qu'une fraction du coût total et permettraient des gains importants en :

- Utilisant le matériel existant dans l'éolienne par rapport aux coûts engendrés par l'installation d'un seul filtre actif à grande puissance.
- Permettant la redondance multiple grâce au fractionnement des unités de compensation.
- Favorisant une meilleure utilisation des convertisseurs électroniques disponibles.

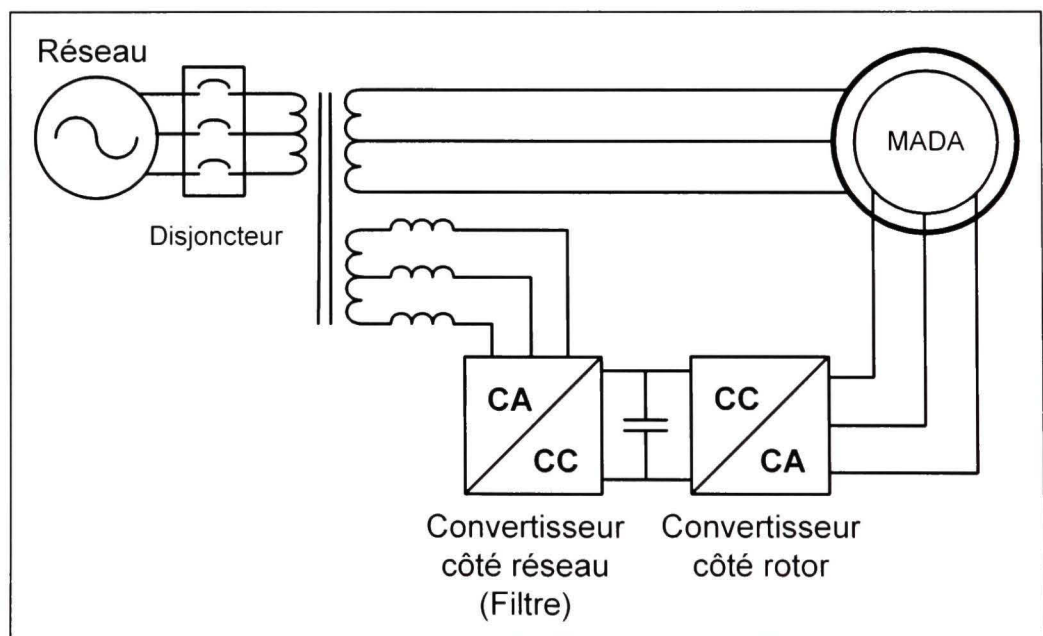


Figure 6.2 Arrangement typique d'une éolienne à MADA avec filtre actif.

6.4 Présentation de l'architecture des sous-systèmes utilisés en simulation et en laboratoire.

Afin de réaliser le contrôle de la turbine, du générateur et du filtre actif, nous allons intégrer ensemble les technologies et techniques de contrôle développées au cours des cinq premiers chapitres en se servant de Matlab / Simulink. Nous utiliserons Matlab / Simulink en premier lieu afin de simuler la partie du système qui ne pourrait être réalisée sans impliquer des complications majeures. Pensons entre autre à la turbine et sa caractéristique aérodynamique, au vent ainsi que la boîte de vitesse mécanique. De plus, puisqu'il est difficile avec les DSP de faire de l'acquisition en continu pendant une longue période, nous pourrions acquérir à l'aide d'une carte d'interface les signaux générés par les DSP sous forme analogique et les sauvegarder dans l'environnement de travail. Puisque nos cartes d'électronique de puissance offrent des entrées analogiques supplémentaires, nous pourrions créer un véritable système temps réel en boucle fermée où la simulation d'une partie du système mécanique, l'acquisition des données et le matériel en laboratoire fonctionnent ensemble en s'échangeant de l'information. La Figure 6.3 montre une représentation simplifiée de l'architecture des sous-systèmes où la section du haut consiste au système réel implanté en laboratoire et celui du bas la partie devant être simulée en temps réel.

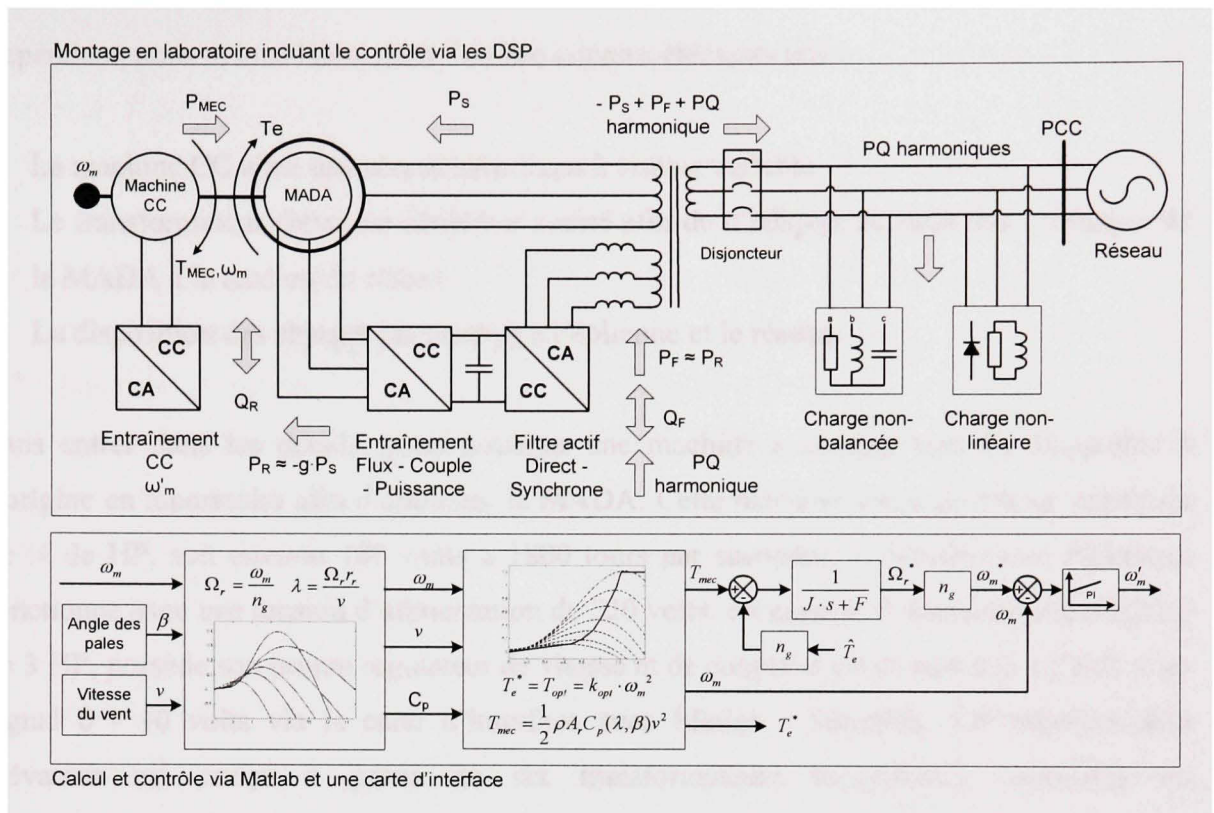


Figure 6.3 Schéma simplifié de l'architecture des sous-systèmes.

6.4.1 Sous-système réel à être simulé lors de la simulation

La majeure partie du travail consiste en une modélisation la plus fidèle que possible des éléments retrouvés en laboratoire. Ce travail a été réalisé au cours des étapes précédentes où à chaque fois que nous avons présenté un nouvel entraînement ou filtre, nous avons inclus les résultats de simulations. Il s'agissait entre autre de :

- La MADA.
- L'entraînement vectoriel à flux orienté, à contrôle direct du flux et couple ainsi qu'à contrôle direct de la puissance statorique active et réactive.
- L'ensemble filtre de lissage du courant, condensateur du bus de tension continue et méthodes de contrôle du filtre actif directe et synchrone.
- La charge non-linéaire, réactive et non-balançée.

Cependant, nous avons laissé dans l'ombre certains éléments tels :

- La machine CC ainsi que son entraînement à vitesse variable.
- Le transformateur élévateur-abaisseur utilisé afin de d'adapter au ratio des bobinages de la MADA à la tension du réseau.
- La disposition des charges par rapport à l'éolienne et le réseau.

Sans entrer dans les détails, nous utilisons une machine à courant continu disponible à l'origine en laboratoire afin d'entraîner la MADA. Cette machine à une puissance nominale de $\frac{1}{4}$ de HP, soit environ 180 watts à 1800 tours par secondes. L'entraînement électrique fonctionne avec une tension d'alimentation de 220 volts, est capable d'entraîner une machine de 3 HP, possède son propre régulateur de vitesse et de couple et est commandé à l'aide d'un signal 0 - 10 volts via la carte d'interface avec Matlab / Simulink. Le transformateur élévateur est conçu à partir de six transformateurs monophasés connectés en autotransformateur étoile.

6.4.2 Sous-système simulé à être connecté en temps réel avec le montage en laboratoire

L'introduction d'une turbine réelle au laboratoire ne parviendrait pas à rendre notre étude plus pertinente puisque nous ne nous intéressons pas, en quelque sorte, à l'aérodynamisme de l'éolienne. En fait, nous désirons d'abord et avant tout, générer de la puissance à vitesse variable au moment même où notre filtre actif s'acquitte de ses fonctions. Pour y arriver, nous aurions pu simplement varier manuellement la vitesse de la machine CC et appliquer une référence de couple proportionnelle à la vitesse ! Cependant, puisque nous avons à notre porté un environnement de simulation qui permet d'être interfacé avec le réel, nous allons en profiter et modéliser l'éolienne comme si elle était présente en laboratoire. En reprenant la caractéristique aérodynamique de la Figure 2.2 pour un angle d'inclinaison nul, nous sommes en mesure de déterminer le facteur de conversion $C_p(\lambda, \beta)$ en tout temps et ainsi, déterminer le couple développé par la turbine en fonction de sa propre vitesse et de la vitesse

du vent. En se référant au bas de la Figure 6.3, le couple appliqué par la turbine sur l'inertie combinée J de cette dernière avec celle de la machine, une fois les pertes par friction F mécaniques et le couple du générateur T_e soustraits, accélère l'inertie fictive. Puisque cette inertie tourne à la vitesse de la turbine Ω , nous introduisons le gain de la boîte de vitesse n_g dans la fonction de transfert afin d'obtenir la vitesse actuelle (de référence) de la MADA ω_m^* . Même si l'entraînement CC possède un régulateur de vitesse, nous assurons un contrôle parfait de la vitesse de la machine CC en introduisant un signal de rétroaction comparé avec la vitesse de référence. Un régulateur proportionnel et intégral est utilisé afin d'assurer le suivi de la référence.

6.5 Résultats de simulations

L'objectif de la simulation est de vérifier dans un premier temps que l'algorithme utilisé afin d'effectuer la poursuite de la trajectoire de puissance optimale est fonctionnel et qu'il donne un résultat satisfaisant. Le deuxième objectif consiste à vérifier le fonctionnement du filtre actif alors que l'éolienne est opérationnelle et valider les échanges de puissance à travers le système.

À cet effet, la simulation présentée à la Figure 6.4 est divisée en deux séquences combinées où, dans la première partie, aucune charge n'est connectée au réseau. Afin d'entraîner la turbine, nous avons choisi d'appliquer un vent idéologique constitué de petits échelons croissants et décroissants qui permettront facilement de voir la réponse transitoire de la poursuite MPPT. Au départ, la turbine est au repos et le vent « souffre » à une vitesse initiale de 8 m/s afin d'accélérer rapidement l'éolienne. Le coefficient λ tend alors vers l'infini jusqu'à ce que l'éolienne accélère près de la zone optimale ($\lambda = 10$). On remarque que la puissance réactive au stator est positive à 60 VARs, c'est-à-dire que l'éolienne consomme de la puissance réactive. Cette situation est intentionnelle et bascule à $t = 10$ sec au moment où la vitesse de l'éolienne atteint environ 60 rad/s, seuil de démarrage de l'entraînement électrique. Puisque nous avons un parfait contrôle sur la puissance statorique, elle est rapidement ramenée à zéro jusqu'à ce que la vitesse passe à nouveau en dessous de 60 rad/s à

$t = 87$ sec. Donc, au démarrage, on observe que la puissance générée au stator augmente jusqu'à ce que le régime permanent soit atteint pour une vitesse de vent de 8 m/s (coefficient $\lambda=10$). C'est à ce moment que les échelons de vitesse du vent viennent perturber le système et que le régime transitoire de la MPPT apparaît. Nos résultats indiquent que la vitesse de l'éolienne s'ajuste automatiquement à la vitesse du vent à l'intérieur de quelques centaines de millisecondes où la production d'électricité s'accroît avec la vitesse de rotation pour atteindre près de 150 W. Un des points fort intéressant de cette simulation est que la puissance de glissement transférée au départ par le filtre vers le réseau s'inversera après le passage à la vitesse hypersynchrone. La puissance générée maximale par le filtre est d'environ 20 W alors que la machine tourne à près de 260 rad/s. Il est intéressant de remarquer que même lorsque l'éolienne tourne à la vitesse synchrone, le filtre absorbe toujours une quinzaine de watts puisque les pertes sont très élevées entre le rotor et le réseau.

Dans la deuxième séquence, l'éolienne est stable et le vent souffle à 8 m/s. La charge non-linéaire, réactive et non-balancée est connectée au réseau à $t = 45$ sec. La puissance bascule au point de connexion et passe de -20 W à 150 W. À ce moment, l'excédant de puissance consommée par la charge est fournie par le réseau. Le réseau fournit aussi la puissance réactive nécessaire à la charge ainsi qu'aux différents circuits magnétiques, environ 40 VARs, jusqu'à l'instant à $t = 50$ sec, où le filtre actif entre en fonction. Par la suite, le vent et la vitesse augmentent à nouveau jusqu'au nouveau plafond de production, là où la puissance générée est égale à celle absorbée par la charge à $t = 65$ sec. Pour terminer, la vitesse de l'éolienne décroît rapidement à $t = 80$ sec lorsque le vent cesse de « souffler » jusqu'au passage par 60 rad/s où toute la puissance active de la charge est transférée au réseau. Quant à la puissance réactive de la charge et du stator, elle est compensée par le filtre actif de sorte que la puissance réactive sur le réseau reste nulle.

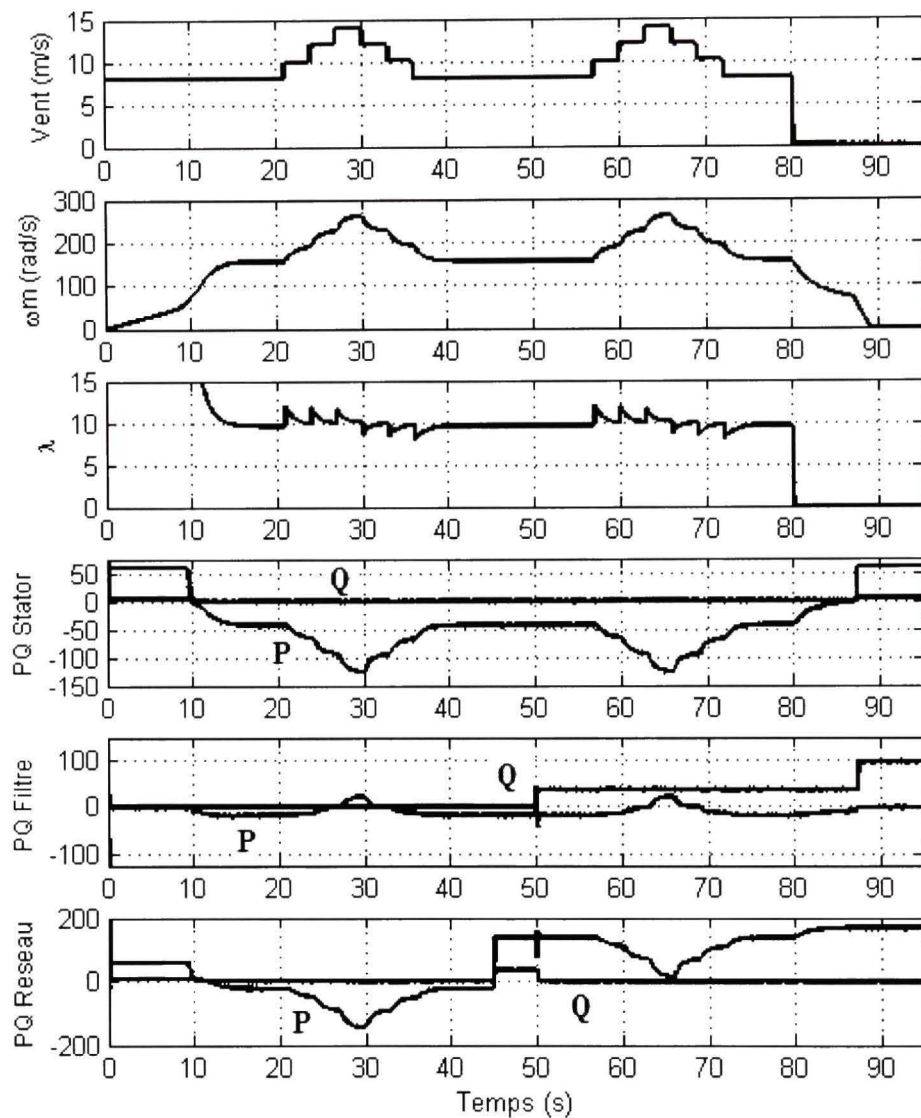


Figure 6.4 Résultats de simulations de l'éolienne commandée avec la commande directe des puissances et le filtre actif synchrone.

6.6 Résultats expérimentaux

Bien que nous avons évité de mettre des schémas Simulink tout au long de ce travail, nous avons cru nécessaire de présenter l'interface entre la partie réelle et celle simulée à la Figure 6.5. Parmi les entrées on retrouve les puissances actives et réactives aux divers points

d'intérêts, la vitesse du vent ainsi que la vitesse de rotation de la MADA issue de l'encodeur de position. En sortie, on retrouve l'acquisition des signaux dans le Workspace, la commande 0 - 10 volts pour l'entraînement CC ainsi que la puissance de référence à l'entraînement de la MADA. L'estimation du couple est basée sur l'équation (5.27) et c'est pourquoi le terme F de frottement n'apparaît pas sur le schéma. La période d'échantillonnage est fixée à 1 ms, ce qui est suffisant compte tenu de la dynamique relativement lente de l'éolienne.

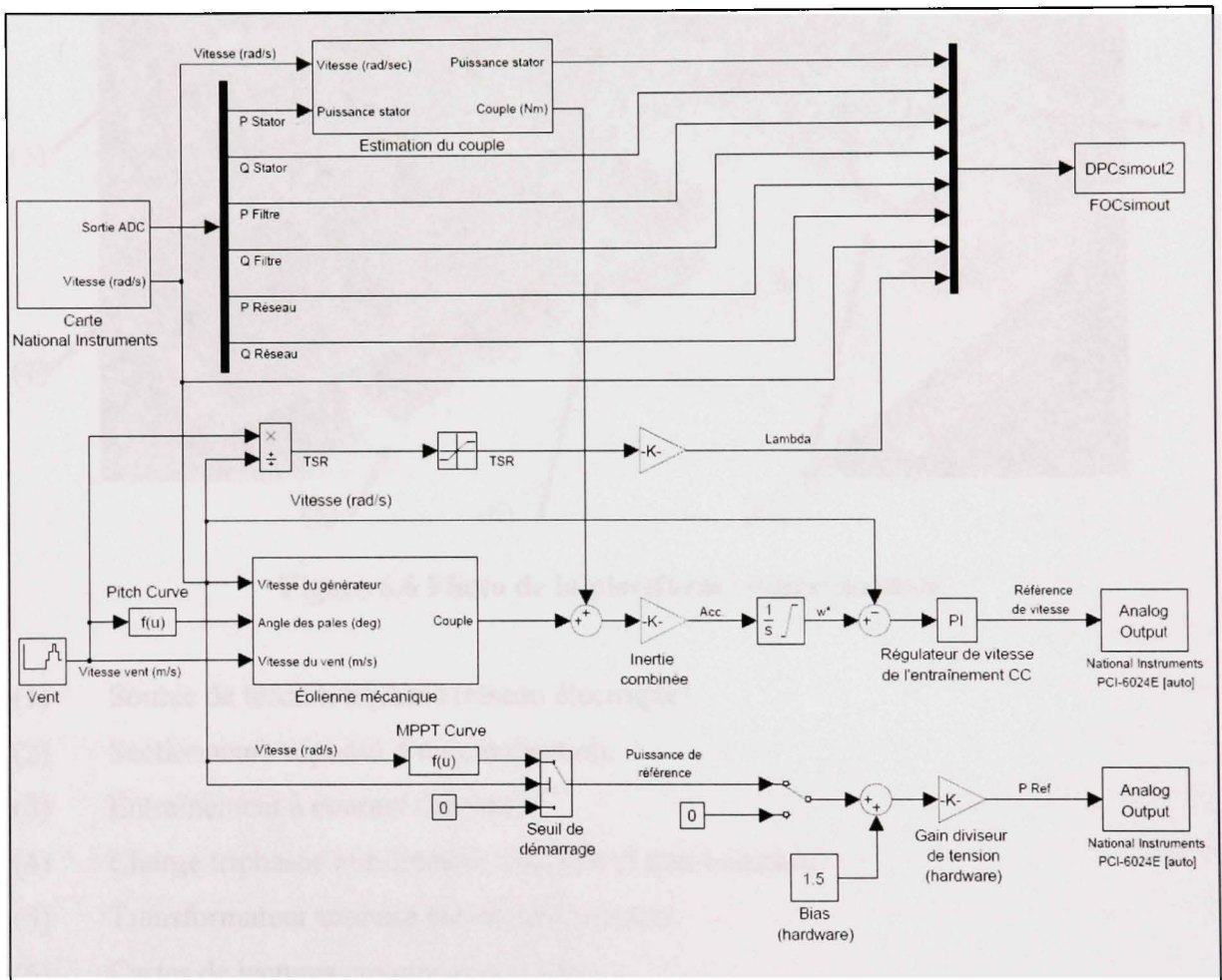


Figure 6.5 Schéma Simulink nécessaire à l'émulation et au contrôle d'une éolienne en temps réel avec Matlab.

À cette figure, nous ajoutons deux photos de la plateforme expérimentale où les expérimentations de ce travail ont été conduites. La première, Figure 6.6, présente la disposition des éléments de conversion d'énergie et de contrôle alors que la deuxième, Figure 6.7, présente la machine à courant continu (éolienne) ainsi que la MADA.

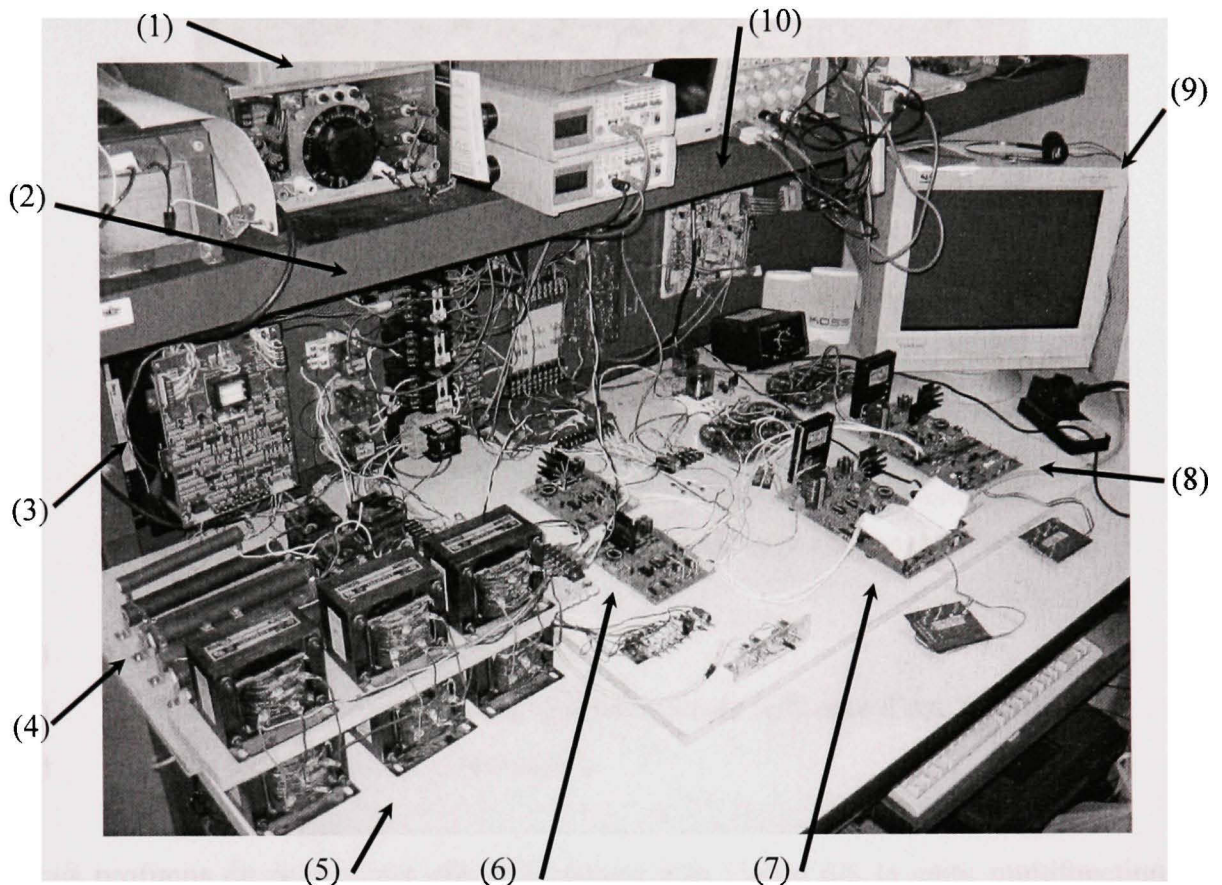


Figure 6.6 Photo de la plateforme expérimentale.

- (1) Source de tension triphasé (réseau électrique).
- (2) Sectionneurs triphasé d'automatisation.
- (3) Entraînement à courant continu.
- (4) Charge triphasée non-linéaire, réactive et non-balancée.
- (5) Transformateur triphasé élévateur-abaisseur.
- (6) Cartes de lectures courant et tensions.
- (7) Convertisseur côté réseau électrique.
- (8) Convertisseur côté rotor.
- (9) Poste de programmation et de contrôle en temps réel avec Matlab.
- (10) Carte d'interface analogue et numérique avec Matlab.

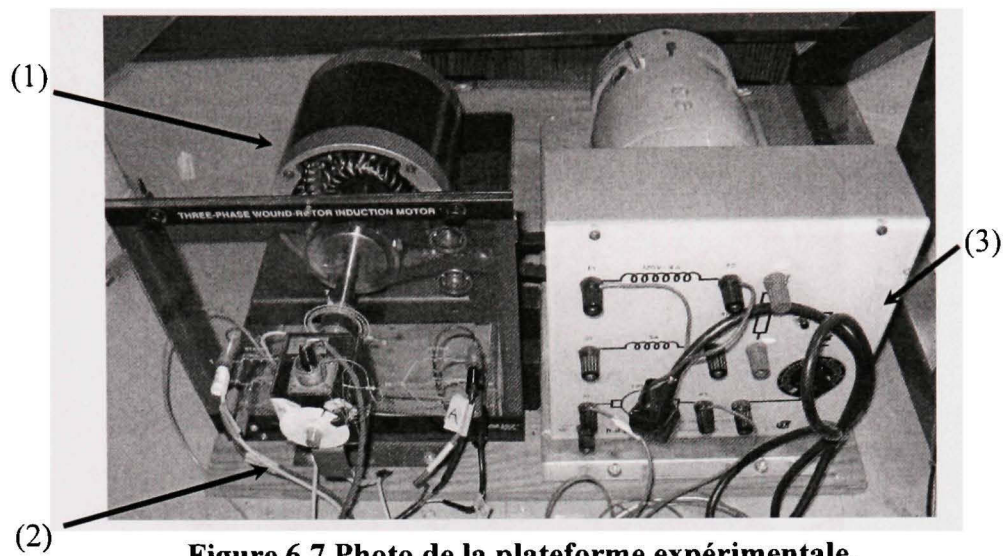


Figure 6.7 Photo de la plateforme expérimentale.

- (1) Générateur triphasé de type MADA.
- (2) Encodeur de position muni du disque cartonné de référence d'axe rotorique.
- (3) Machine à courant continu (éolienne).

Nous profitons de ce moment afin d'introduire à la Figure 6.8 la carte multifonctions de conversion d'énergie munie de son DSC utilisée à la fois comme un entraînement électrique à quatre quadrants dans les chapitres 3 et 4 ainsi qu'au chapitre 5 comme un filtre actif. Nous rappelons que cette carte est issue d'une conception unique où l'objectif était d'obtenir au premier essai un prototype fonctionnel à très faible coût. La circuiterie a été développée en utilisant le maximum de matériel déjà disponible en laboratoire ou en échantillon et cette carte permet de développer au-delà de 1kW avec une fréquence de commutation du pont IGBT de 20 kHz jusqu'à concurrence de 5 A RMS par phase où une tension continue de 450 Vdc. La carte offre plusieurs opportunités d'expansion où il serait possible de contrôler deux cartes de conversion à l'aide d'un seul DSC ou encore d'interfacer, par exemple, un FPGA afin d'ajouter de la puissance de calcul en temps réel supplémentaire.

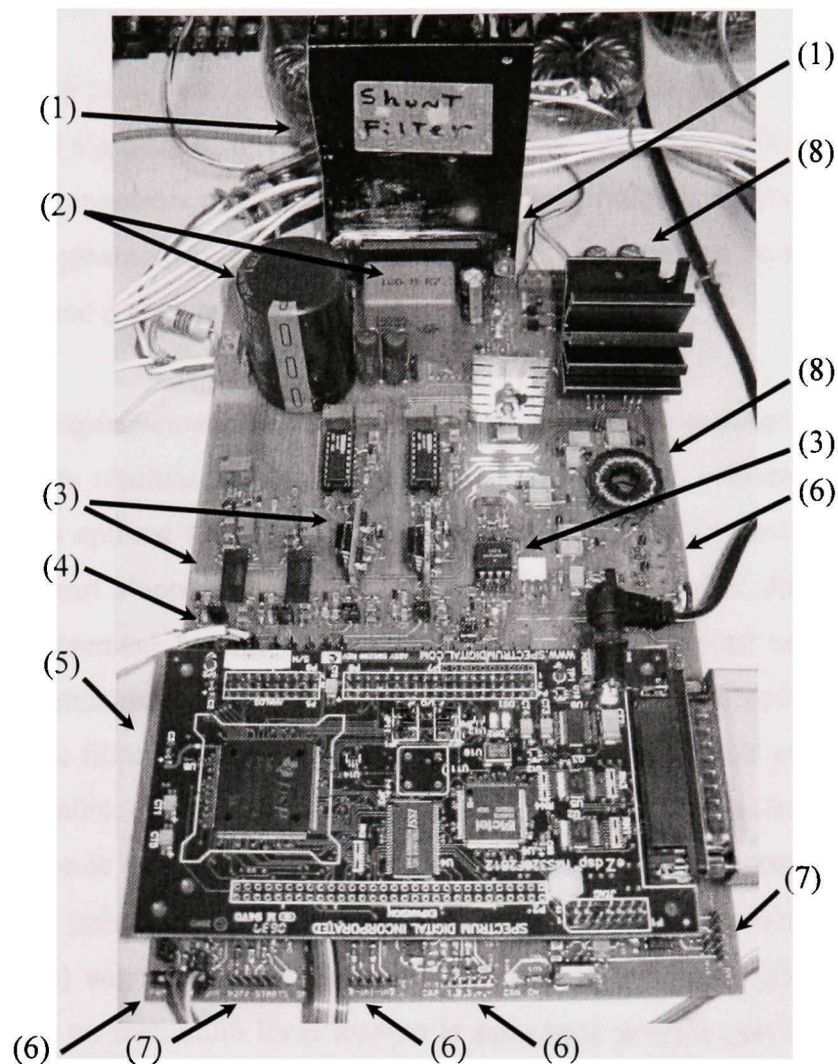


Figure 6.8 Photo de la carte de conversion d'énergie à contrôle numérique.

- (1) Pont triphasé IGBT et son dissipateur de chaleur.
- (2) Bus de tension continue et condensateur de découplage haute fréquence.
- (3) Circuits de mesures analogues de tension et courant.
- (4) Entrées externes analogiques.
- (5) Carte de contrôle numérique eZdsp de Spectrum Digital.
- (6) Sorties analogues et entrées numériques.
- (7) Ports de communication numériques.
- (8) Alimentation principale et alimentation auxiliaire à 200 kHz à 4 canaux isolés.

La synoptique d'essai en laboratoire est exactement identique à celle présentée précédemment en simulation, il n'y a aucune différence dans l'ordre des séquences mise à part les grandeurs mesurées puisque la modélisation de la machine, inertie, couple développé par la turbine et paramètres de la charge et de la source de tension (réseau) en simulation diffèrent légèrement d'avec la réalité.

Notre première expérimentation avec la commande directe des puissances à la Figure 6.9 donne d'excellents résultats en régimes transitoires et l'éolienne retourne naturellement au point d'opération optimal à chaque nouveau plateau de vitesse du vent. L'accélération de l'éolienne au départ s'apparente étrangement avec celle obtenue en simulation, malgré la tendance au dépassement du point d'opération optimal, ce qui démontre une bonne cohérence du modèle de simulation avec celui expérimental. La puissance développée par le stator, celle consommée par le filtre actif et celle transigée vers le réseau dans cette première témoignent aussi de cette réalité. À la différence de la simulation, dans la deuxième séquence où la charge est connectée au réseau électrique, un phénomène très intéressant est observé. On remarque que la puissance réactive générée du filtre (afin de compenser la charge et les pertes inductives) augmente proportionnellement avec la puissance générée par l'éolienne jusqu'à atteindre un maximum local lorsque la puissance générée par l'éolienne est à son maximum à $t = 65$ sec. La raison est que la baisse de puissance active fournie par le réseau (jusqu'à son passage éventuel par zéro) fait légèrement augmenter la tension aux bornes de la charge, filtre et stator. Cette augmentation de la tension entraîne une hausse de la puissance réactive consommée principalement par la charge. Puisque le filtre s'acquitte de maintenir le facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau, il augmente ainsi la puissance réactive de compensation.

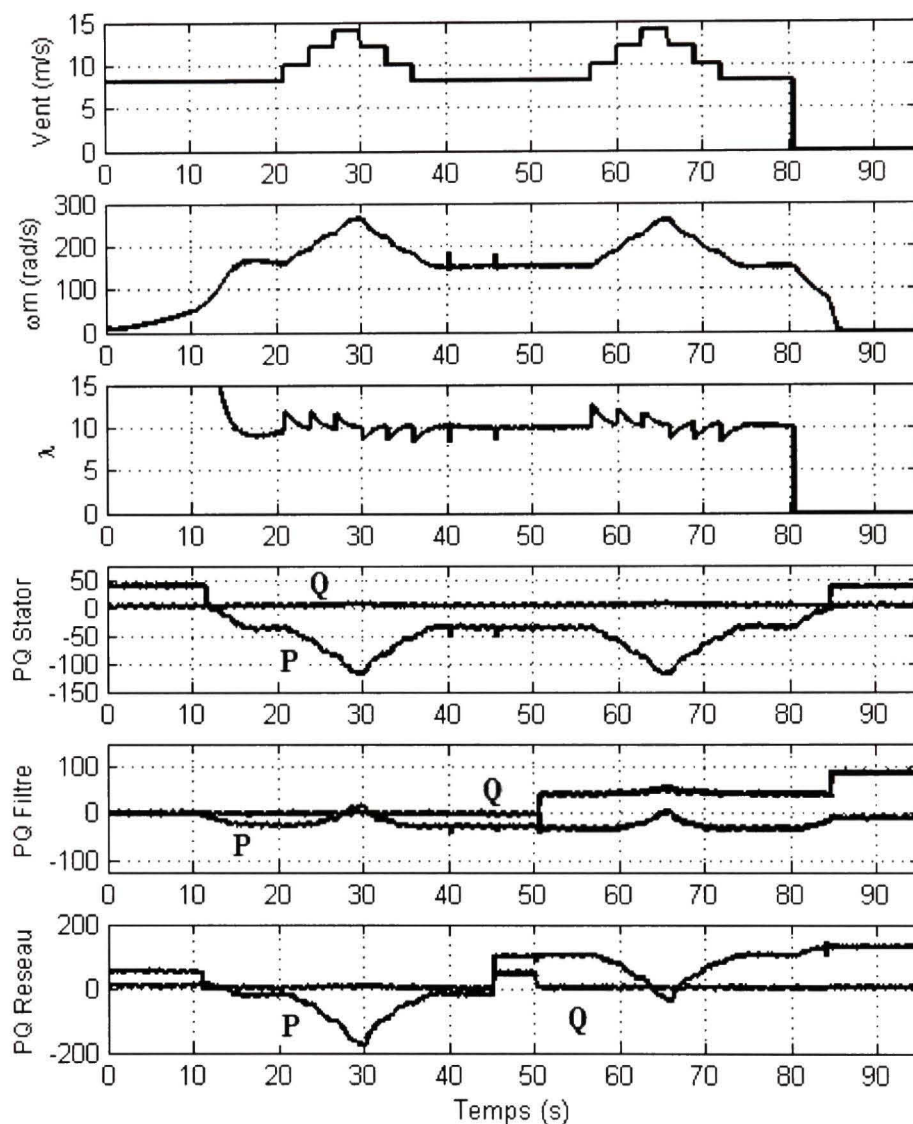


Figure 6.9 Résultats expérimentaux de l'éolienne commandée avec la commande directe des puissances et le filtre actif synchrone.

6.7 Difficultés rencontrées et solutions

Le lecteur vigilant remarquera que dans la présentation des résultats précédents, nous n'avons pas traité de la question de la qualité de l'onde. La raison est fort simple et mérite que l'on s'y attarde dans cette section réservée à cet effet. Les résultats expérimentaux de

l'entraînement à contrôle direct de la puissance au sous-chapitre 4.5 montrent une forme d'onde du courant statorique (réseau) légèrement bruyante. Notre expérience personnelle ainsi que la théorie nous indiquent que la partie de bruit est plutôt constante, peu importe la puissance générée, et que ceci implique qu'elle est plus importante en proportion lorsque le courant statorique est faible. Puisque le bruit en courant se propage jusqu'au point de connexion avec le réseau (car il n'y a pas de filtre passif à harmoniques), la mise en fonction du filtre actif entraîne une compensation du bruit en courant de l'entraînement déphasée dans le temps étant donnée que le spectre du bruit est constitué de hautes fréquences impossibles à compenser dans les conditions actuelles. En termes plus simples, le filtre actif contribue à augmenter la distorsion harmonique du réseau lorsqu'il est activé avec l'entraînement à contrôle direct de la puissance. Il existe principalement deux solutions envisageables afin de palier à ce problème :

- Ajouter un filtre passif permettant d'éliminer le bruit de courant à hautes fréquences aux bornes de la MADA.
- Filtrer la mesure des courants à être compensés par le filtre actif de sorte que les composantes à hautes fréquences ne perturberont pas le fonctionnement du filtre.

Évidemment, chacune de ces solutions présente des inconvénients. Par exemple, l'ajout d'un filtre passif en parallèle avec la machine augmente le coût du système, rend l'installation sensible à la pollution en courant et tension externe à l'éolienne et augmente la puissance réactive à être compensée. La deuxième solution, quant à elle, implique nécessairement un compromis entre la bande passante du filtre sur la mesure des courants et sa capacité à effectuer la compensation des harmoniques de rangs élevés. Compte tenu des limitations en laboratoire, nous avons appliqué la deuxième solution avant même de procéder à l'acquisition des résultats à la Figure 6.9. Nous présentons ici à la Figure 6.10 les formes d'onde en laboratoire où le filtre actif est inactif (a), actif (b), avec une puissance générée totale de 151 W à la vitesse hypersynchrone de 259 rad/s avec une charge non-linéaire, inductive et non-balancée.

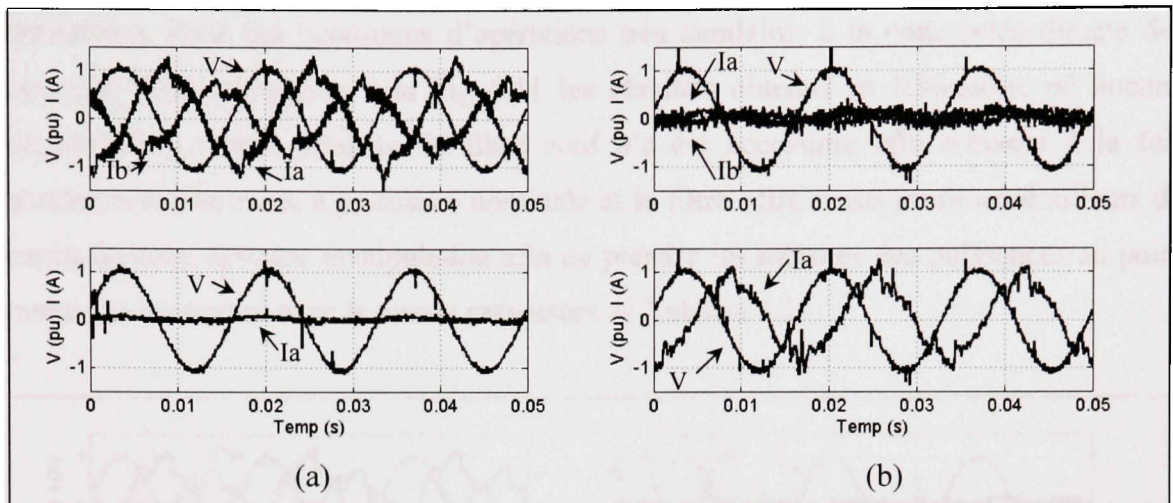


Figure 6.10 Résultats expérimentaux des courants du réseau électrique de l'éolienne DPC combinée au filtre actif inactif (a) et actif (b).

Dans la partie supérieure de la Fig 6.10 (a), les courants du réseau électrique au point commun de connexion avec l'éolienne et la charge montrent une distorsion harmonique élevée, un retard de phase important ainsi qu'un déséquilibre de phase. À l'observation de l'angle de phase du courant I_a par rapport à V , le réseau électrique fournit principalement la puissance réactive nécessaire à la charge et absorbe la puissance harmonique retournée par la charge. On remarque que le courant est contaminé par le bruit de commutation généré par l'entraînement électrique et qu'essentiellement, dans la partie inférieure de la Fig 6.10 (a), le courant du filtre actif est légèrement hors phase à la tension ce qui indique que le filtre fournit de la puissance active au réseau (puissance de glissement de l'entraînement). À la Fig 6.10 (b), nous retrouvons les mêmes grandeurs qu'en (a) mais cette fois-ci avec le filtre actif en fonction, où la bande passante du filtre a été altérée intentionnellement pour les raisons précédentes. Le courant de réseau est nul, c'est-à-dire que toute la puissance active délivrée par l'éolienne est absorbée par la charge alors que le filtre actif compense les courants harmoniques, réactifs et non-balancés de la charge.

La qualité des résultats expérimentaux présentés à la Fig 6.10 ne rend malheureusement pas hommage au travail accompli dans les conditions de laboratoire actuelles si bien que nous avons pensé intégrer le filtre actif à la commande vectorielle de flux puisque cette dernière avait offert d'excellents résultats au chapitre 3 et qu'elle ne génère aucun bruit de

commutation. Pour des conditions d'opérations très similaires à la commande directe des puissances, nous présentons à la Fig 6.11 les résultats obtenus en laboratoire où aucune altération de la bande passante du filtre actif n'a été nécessaire afin d'opérer à la fois l'entraînement électrique à puissance nominale et le filtre actif. Nous profitons d'ailleurs du moment de cette dernière manipulation afin de prendre les mesures des puissances au point commun de connexion avec le réseau présentées au Tableau 6.1.

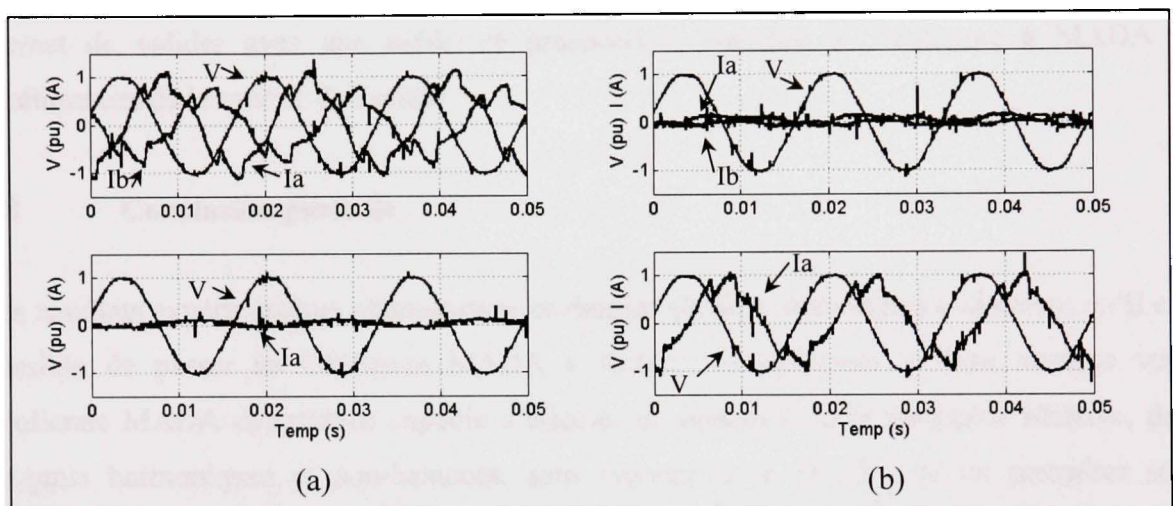


Figure 6.11 Résultats expérimentaux des courants du réseau électrique de l'éolienne FOC combinée au filtre actif inactif (a) et actif (b).

Tableau 6.1

Bilan des puissances au point commun de connexion
avec le réseau électrique

Contexte	P (W)	Q (VAR)	S (VA)
Filtre actif et générateur au repos*	138	132	190
Filtre actif en fonction et générateur au repos*	154	8	154
Filtre actif inactif et générateur en fonction	0	110	110
Filtre actif et générateur en fonction	7	15	16

* Le stator est connecté au réseau et consomme de la puissance réactive.

En somme, le filtre actif nécessite un apport d'environ 16 Watts afin de compenser les 126 VARs initialement fournis par le réseau alors qu'il existe un manque à combler d'environ une quinzaine de VARs lorsque le générateur opère à la puissance nominale de près de 150 Watts. En réalité, la puissance qui s'écoule au réseau est si faible lorsque le générateur est en fonction que l'analyseur de puissance ne parvient pas à donner une mesure constante et précise de l'écoulement. Quoi qu'il en soit, le courant mesuré du réseau à la Fig 6.11 (b) est nettement amélioré à tous les niveaux par rapport à la Fig 6.10 (a) et Fig 6.11 (a), et ceci nous permet de valider avec une meilleure précision le concept de l'éolienne à MADA à amélioration de la qualité de l'onde.

6.8 Conclusion partielle

Les résultats expérimentaux obtenus dans ce dernier chapitre démontrent clairement qu'il est possible de passer de l'éolienne MADA à facteur de puissance unitaire statique vers l'éolienne MADA dynamique capable d'injecter ou absorber de la puissance réactive, des courants harmoniques et non-balancés, sans recourir à la MADA, ni en perturber son fonctionnement. Nous avons aussi constaté que le système est parfaitement opérationnel, et ce même lorsque l'éolienne n'est plus en fonction. De plus, à l'examen de l'architecture proposé, peu de modifications sont nécessaires à la configuration commerciale afin d'ajouter les nouvelles fonctionnalités. Bien que la forme d'onde avec la commande directe des puissances n'a pas été aussi satisfaisante en laboratoire qu'en simulation pour des raisons maintenant très claires, en étant parfaitement conscient qu'il s'agit ici du premier exercice avec la configuration actuelle dans la littérature, et ceci dans un contexte relativement audacieux où le coeur du système est issu d'un prototype purement « embarqué » sans aucun antécédent, nous estimons le niveau d'appréciation et de validation très satisfaisant.

CONCLUSION

En conclusion de notre travail, nous aimerions rappeler que la validation de l'éolienne à MADA aux fonctionnalités novatrice à d'abord passé par un premier ouvrage unique en soit dans la littérature où nous avons comparé les performances de la commande vectorielle de flux, celle à contrôle direct du couple ainsi que celle à contrôle directe des puissances appliquées à la MADA. Cette première partie, entièrement supportée de résultats expérimentaux, a permis de répondre à nos premiers objectifs où nous avons exprimé le besoin de passer en revue les principales méthodes de contrôle de la MADA à la recherche d'une ne dépendant d'aucun ou peu de paramètres de la machine, ni d'un capteur de position, à la fois robuste et simple d'implantation. Nous avons ainsi sélectionné la commande directe des puissances avec laquelle nous avons obtenu d'excellents résultats pour les modes moteur et générateur en n'utilisant que la mesure des courants et tensions statoriques. Nous avons cependant souligné que cette méthode ne permet pas de contrôler la puissance de glissement et que par conséquent, nous avons été contraint de mesurer la vitesse de rotation afin d'obtenir une estimation de la puissance réelle développée par la machine. Ceci nous a aussi permis de protéger indirectement le convertisseur coté rotor puisque ce dernier est dimensionné à une fraction de la puissance nominale de la machine. De plus, la commande directe des puissances, utilisée en boucle ouverte de contrôle de couple, ne permet pas d'obtenir une estimation précise du couple sans la connaissance des caractéristiques de la machine. Cependant, puisque la poursuite MPPT s'effectue aussi bien en couple qu'en puissance, la commande des puissances permet d'obtenir d'excellents résultats.

La deuxième partie de notre travail a consisté en une revue des techniques de commande des filtres actifs parallèles et en la sélection de deux méthodes différentes afin de les comparer et de déterminer celle la plus favorable à l'ajout de nouvelles fonctionnalités à l'éolienne à MADA. Nous avons sélectionné dans un premier temps la méthode d'extraction des références en courant dites « directe » où nous avons utilisé une rétroaction du bus de tension continue afin d'éliminer la composante fondamentale balancée du courant du réseau électrique. Cette technique a été comparée avec celle « synchrone » où nous faisons appel à

un passage vers un référentiel synchrone à la tension du réseau afin d'extraire, à l'aide de filtres, les composantes réactives, harmoniques et non-balancées. Dans les deux cas, nous avons obtenu des résultats équivalents en régime permanent alors que la méthode synchrone effectue des passages mieux contrôlés en régimes transitoires, principalement dû au temps de réponse des filtres utilisés. De plus, la méthode synchrone permet un contrôle indépendant des quantités devant être compensées et offre la possibilité d'injecter ou absorber de la puissance réactive au besoin. Nous l'avons donc sélectionnée pour ses fonctionnalités additionnelles afin de l'intégrer à l'éolienne à MADA traitée dans la troisième partie de notre travail.

Au chapitre 6, nous avons procédé dans un premier temps au développement d'une plateforme en laboratoire permettant d'émuler une authentique éolienne connectée à un réseau électrique. À l'aide d'un modèle permettant de simuler la caractéristique aérodynamique de l'éolienne, en combinaison avec un environnement de simulation nous permettant de faire de l'acquisition et du traitement de signaux en temps réel, nous avons réussi l'intégration et le contrôle des sous-systèmes. Un scénario expérimental sous Matlab a été développé afin de vérifier le fonctionnement des systèmes où nous avons mis en fonction à tour de rôle le générateur électrique, la charge non-linéaire, réactive et non-balancée ainsi que le filtre actif. Cette séquence a aussi démontrée la poursuite de la trajectoire en puissance optimale MPPT afin de donner encore plus de réalisme à l'expérimentation. Essentiellement, nous avons observé que le bruit de commutation de la commande des puissances répercuté dans le courant statorique (réseau électrique) perturbe significativement le fonctionnement du filtre actif parallèle et qu'une modification à la structure du filtre a été nécessaire afin d'obtenir les résultats expérimentaux présentés dans le dernier chapitre.

Pour terminer, il est important de souligner une contribution additionnelle à la communauté du GREPCI dans laquelle nous avons remis au premier plan l'utilisation d'un véritable contrôleur industriel embarqué numérique, ici le TMS320F2812, appliqué au contrôle de la machine et des filtres actifs. Cette puissante technologie, doté d'une grande flexibilité, avait malheureusement été laissée de côté au cours des dernières années pour faire place à un

contrôleur directement en lien avec Matlab/Simulink, essentiellement dédié à la recherche et au développement. À la lumière de ces résultats, il n'est pas clair que la plateforme préférée au cours de ces dernières années ait contribué à l'enrichissement collectif du GREPCI. Quoiqu'il en soit, cette année est définitivement unique puisque nous avons été témoin du retour du DSP dans un premier temps dans le présent travail ainsi que de l'apparition du FPGA par M. Handy Fortin, tout deux consacrés au contrôle de l'électronique de puissance. Désormais, nous jouissons d'une expérience qui, nous l'espérons, pourra profiter aux nouveaux chercheurs afin de pousser leurs idées encore plus loin.

RECOMMANDATIONS

Le présent travail, combiné à la plateforme expérimentale du chapitre 6, est un héritage important puisqu'il constitue un ouvrage de base permettant la mise en fonction rapide de nouvelles techniques de commandes plus avancées et plus étendues appuyées sur des bases mathématiques plus complexes. Néanmoins, avant d'aller de l'avant dans les chemins sombres et périlleux, nous proposons certaines recommandations comme une suite logique à ce travail.

Les techniques de commande directes de la MADA présentées dans ce travail ne permettent pas d'obtenir des résultats expérimentaux qui s'approchent de la commande vectorielle en ce qui a trait au bruit de la commutation. S'il en avait été possible, nous aurions été en mesure de bénéficier du plein potentiel du filtre actif parallèle. Par conséquent, nous recommandons de modifier les techniques directes afin d'inclure une modulation des vecteurs de commutations ce qui permettrait d'améliorer significativement les performances de l'entraînement en réduisant les pointes de courant à hautes fréquences. Évidemment, si la modulation n'a pas été implémentée dans le cadre de ce travail, c'est parce qu'elle implique des complications majeures, surtout dans le cas de la commande directe des puissances.

Même si la commande vectorielle n'a pas été retenue contre les techniques directes, elle a donnée de très bons résultats au chapitre 3. Elle constitue d'ailleurs un exercice mathématique très stimulant et plein de défis qui offre beaucoup de possibilités de recherche. Nous proposons ici de reprendre la commande vectorielle afin de :

- Déterminer les paramètres susceptibles de perturber significativement l'efficacité de l'entraînement.
- Introduire des observateurs robustes permettant de réduire l'écart entre la valeur réelle et celle estimée des paramètres. Un observateur de vitesse et de position pourrait d'ailleurs être envisagé afin d'éliminer la dépendance à un dispositif mécanique externe.

- Basculer le mode de fonctionnement de l'entraînement entre la commande vectorielle et directe aux passages des points de singularité, lesquels sont généralement vitesse nulle et vitesse synchrone.

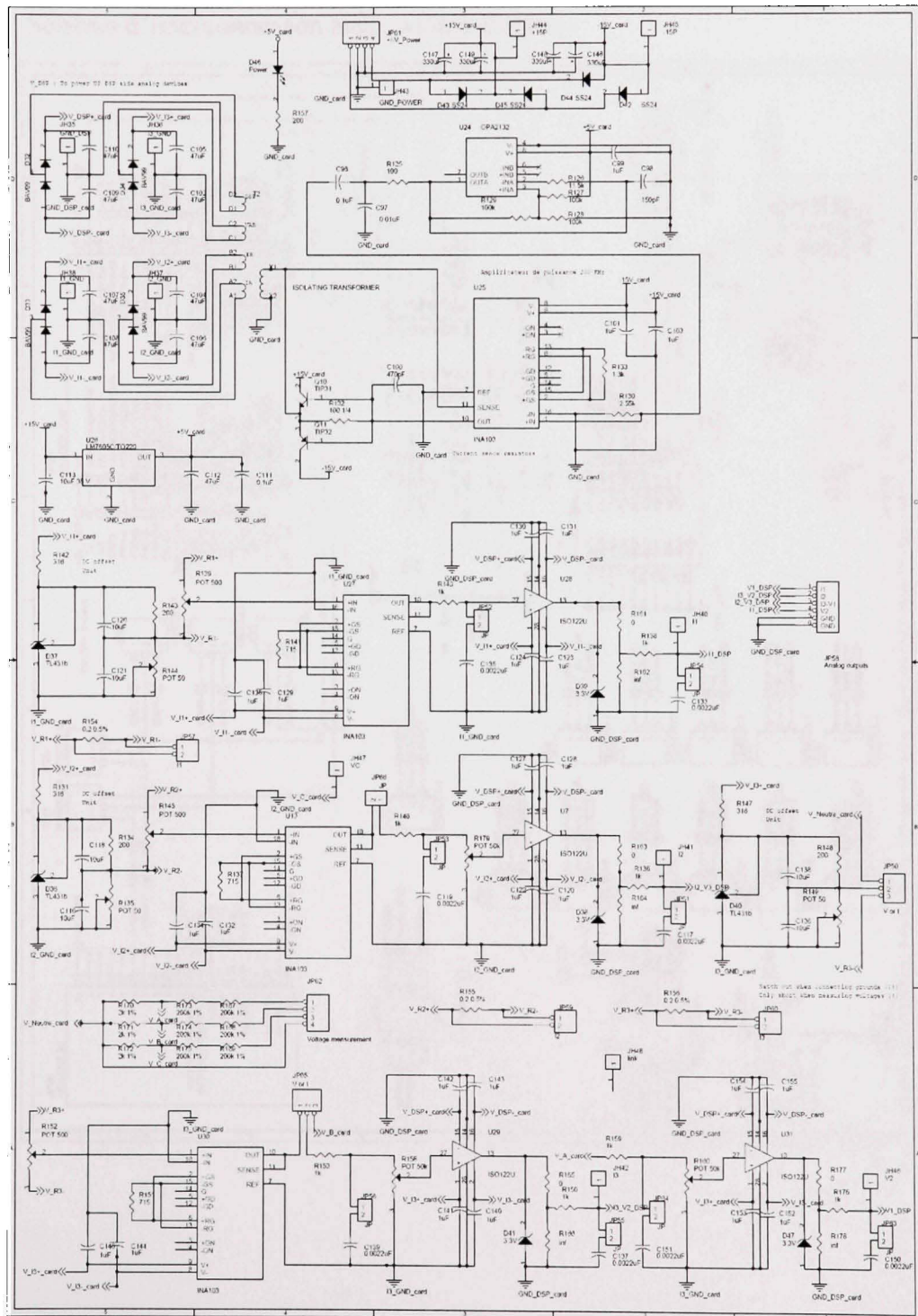
Nous recommandons aussi, pour les deux technologies d'entraînements, de vérifier la capacité à rejeter les perturbations de la tension du réseau afin de réduire la génération de puissance en régime non-balancé et les oscillations de couple.

Si le lecteur est plutôt désireux d'améliorer le sort du filtre actif connu au chapitre 6, nous lui suggérons ici d'étudier les aspects suivants, toujours en considérant que la MADA est attachée au filtre :

- Déterminer une manière simple et efficace de rejeter le bruit de l'entraînement électrique.
- Proposer une architecture hybride optimale pour le filtre actif.
- Éliminer le transformateur élévateur-abaisseur en ajoutant un étage à découpage sur le bus de tension continue.

ANNEXE I

CARTE D'ACQUISITION DES TENSIONS ET COURANTS



ANNEXE II

CARTE DE CONVERION BI-DIRECTIONNELLE D'ÉNERGIE

Schéma d'interconnexion avec la carte EzDSP.

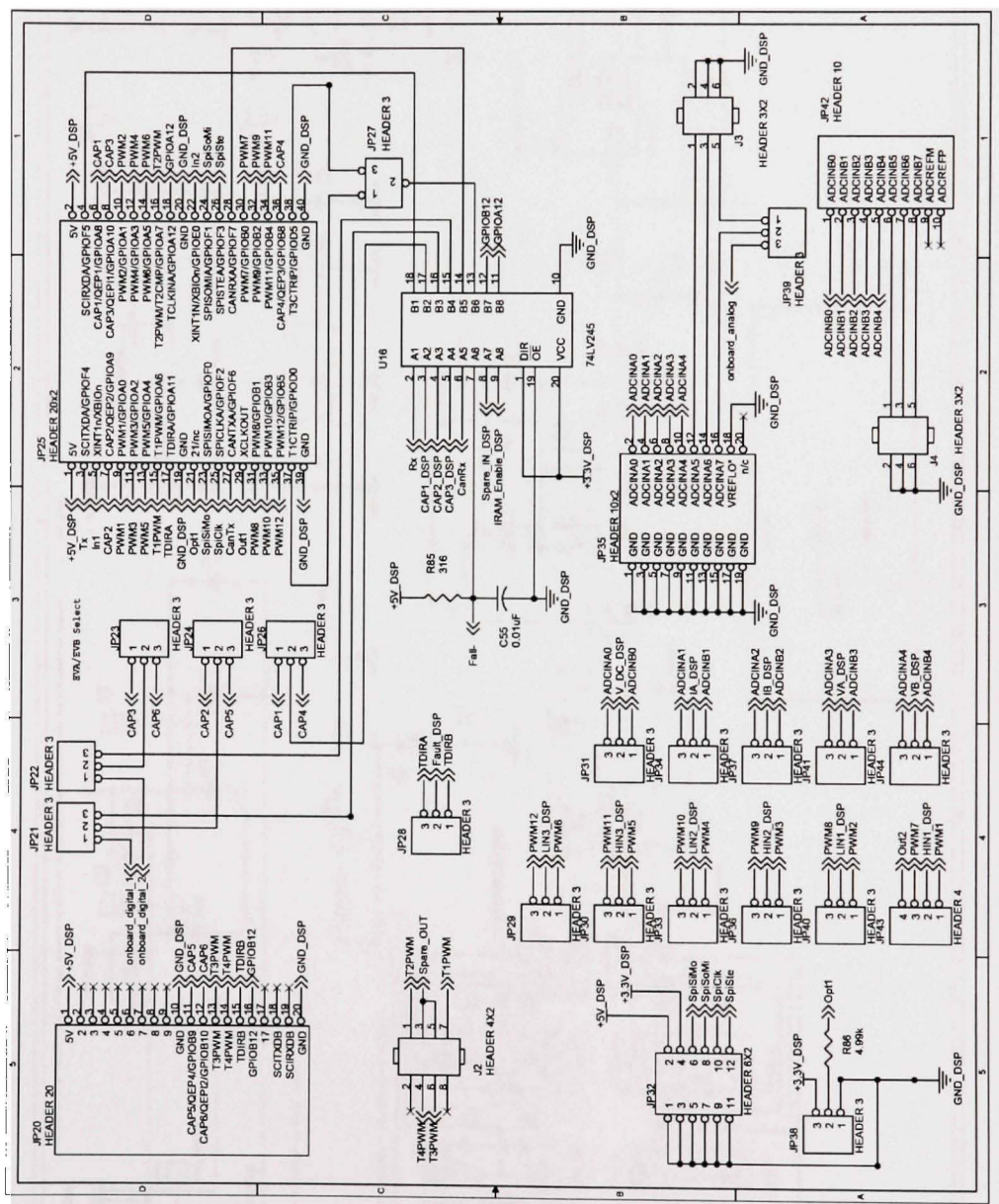


Schéma d'alimentations principale et auxiliaires.

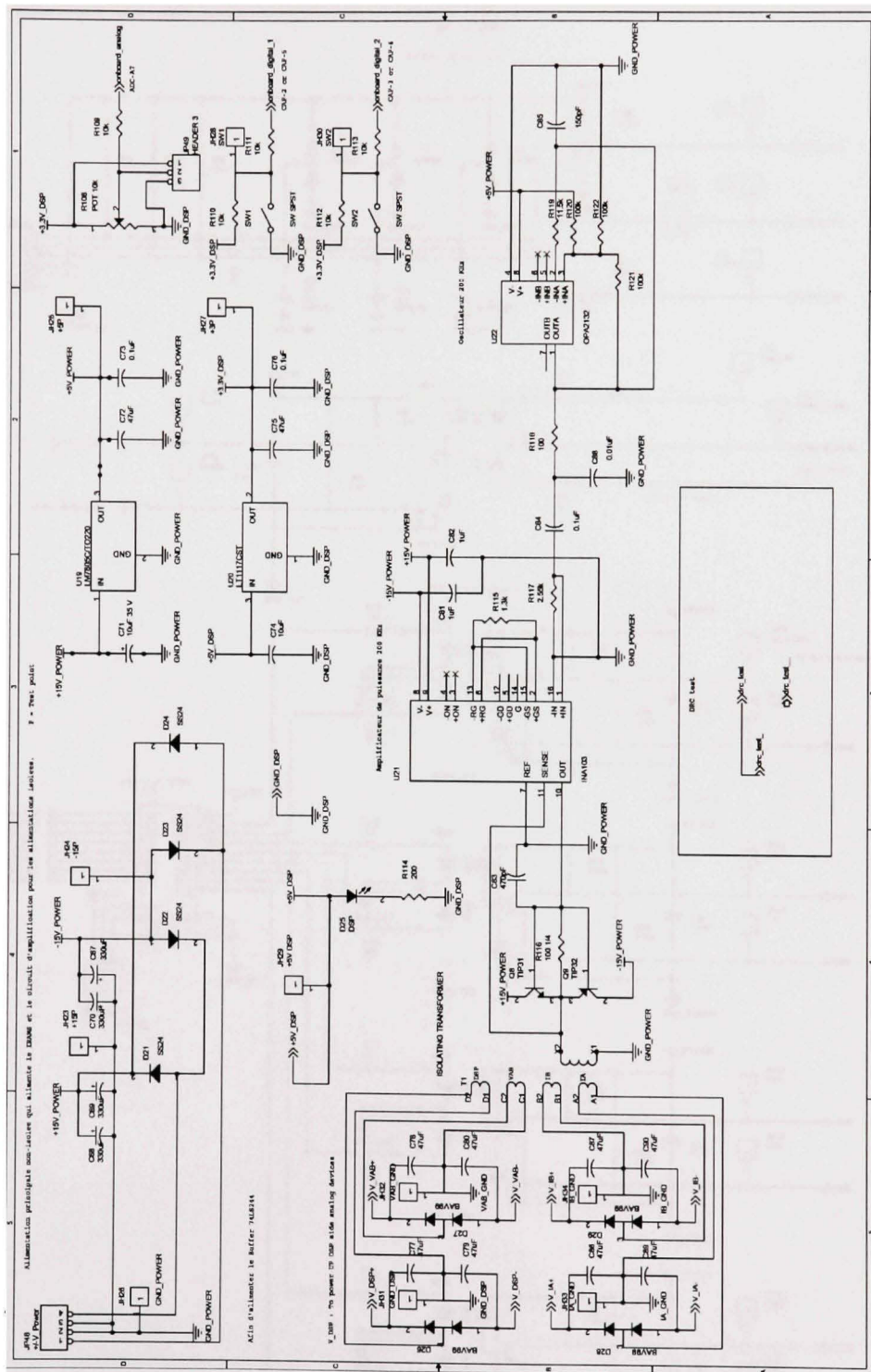


Schéma des entrées et sorties numériques.

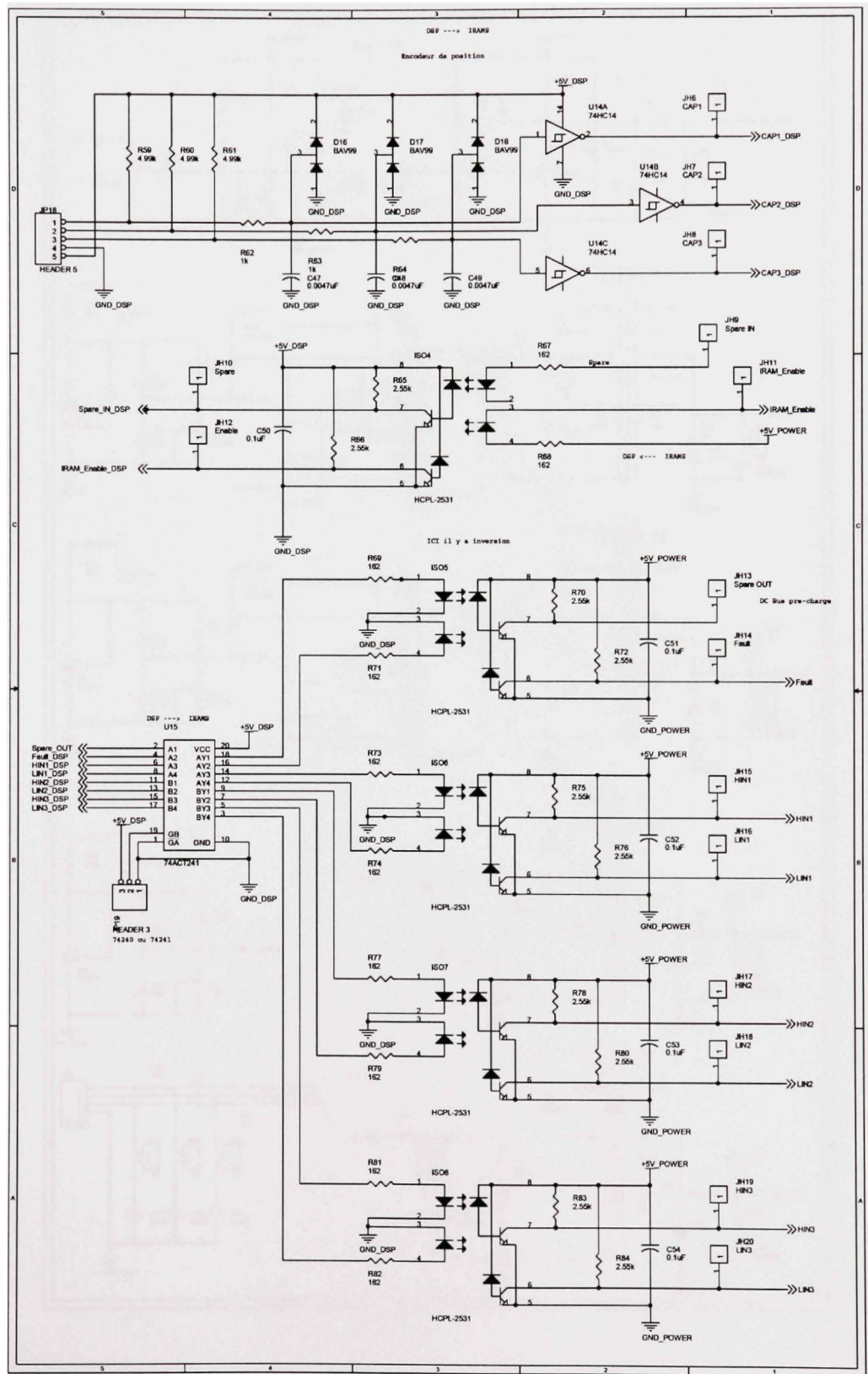
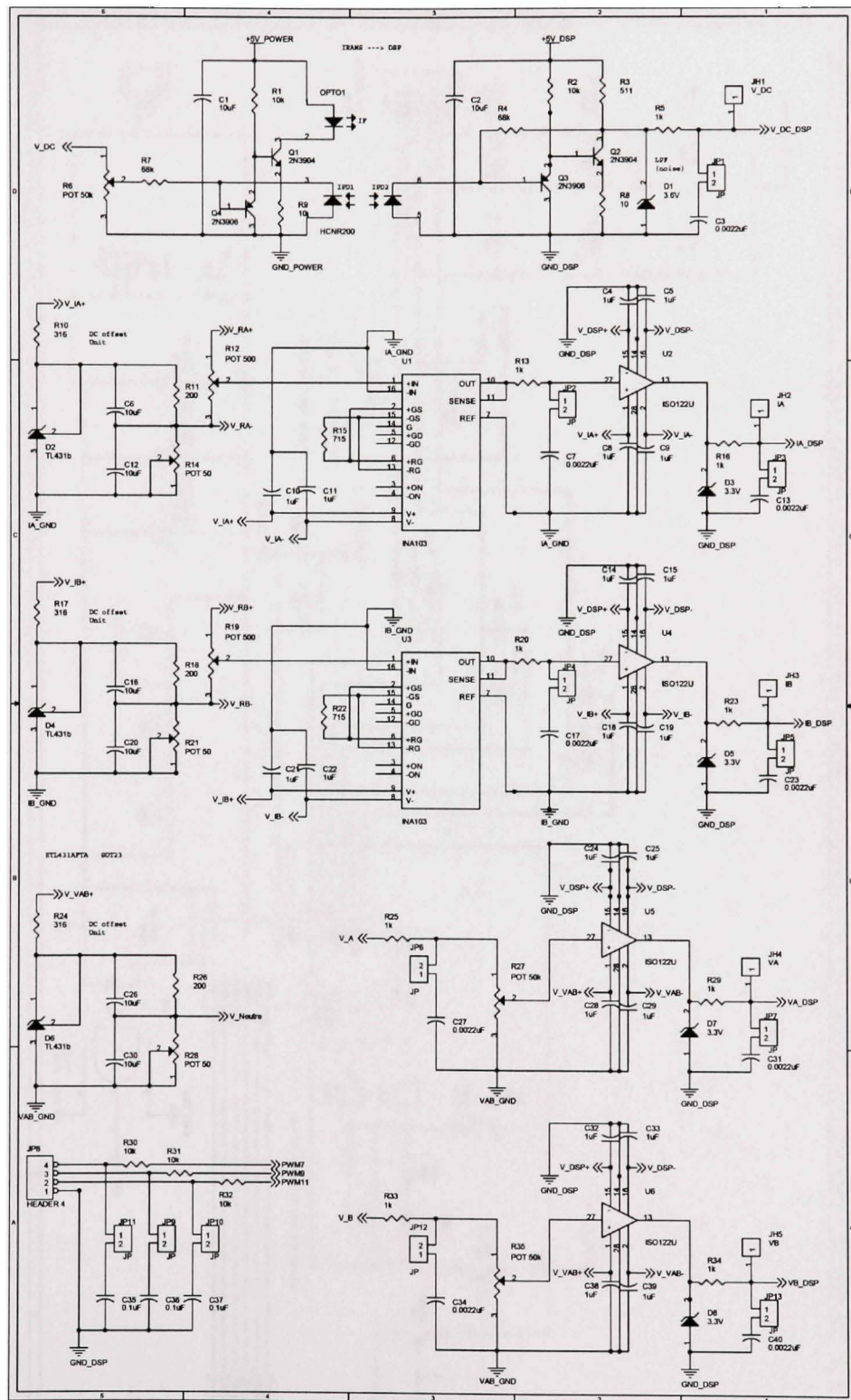
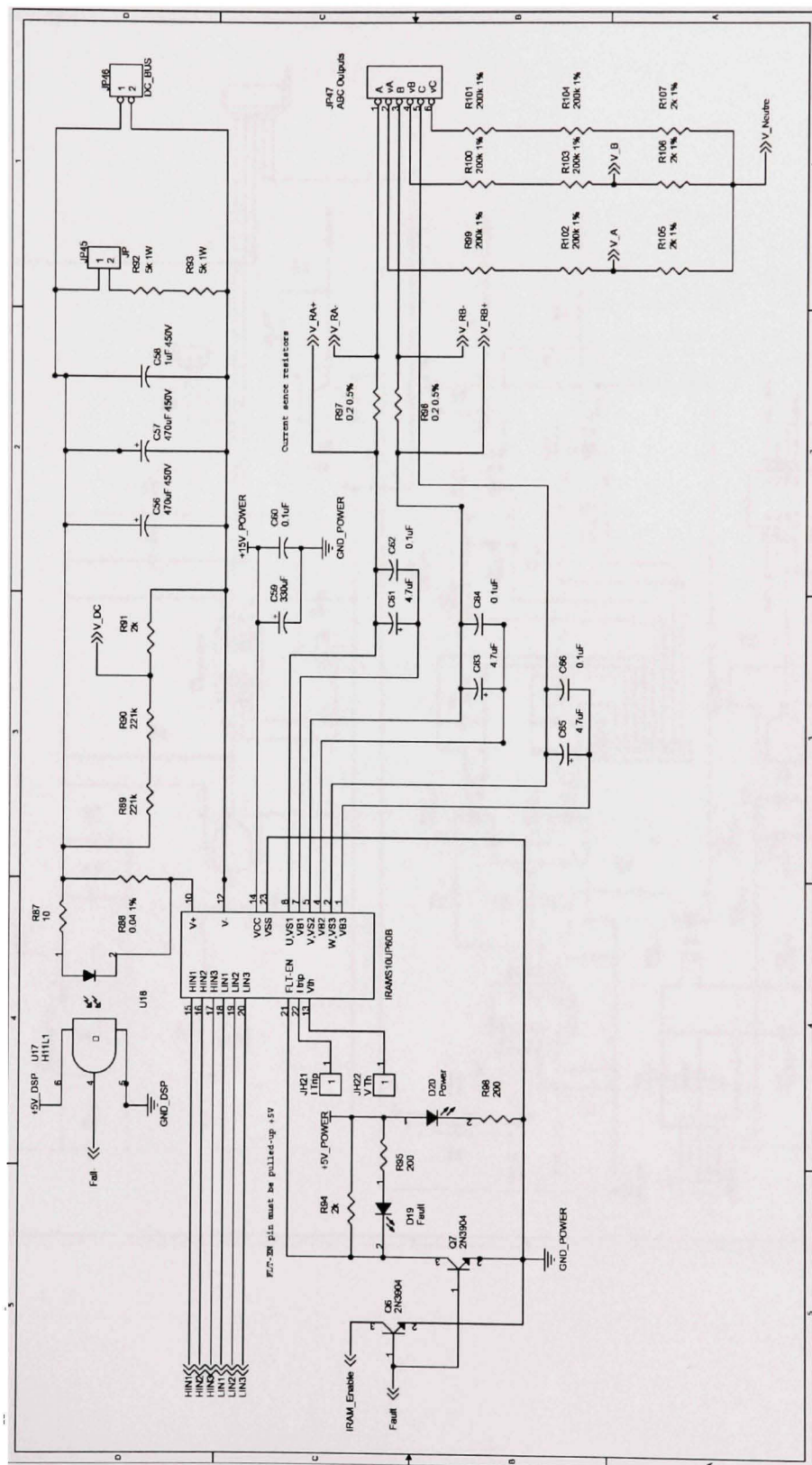
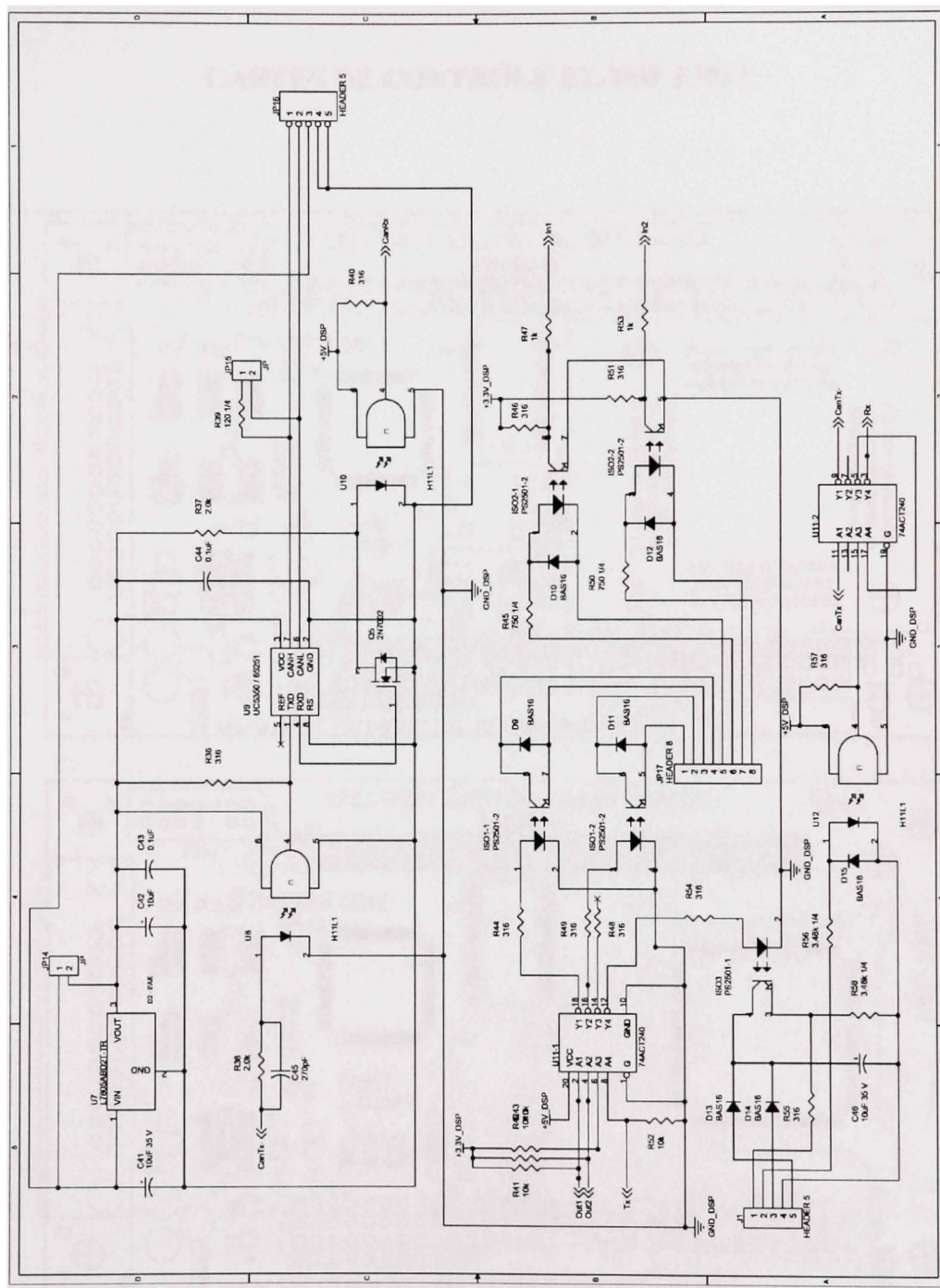


Schéma des entrées et sorties analogiques.

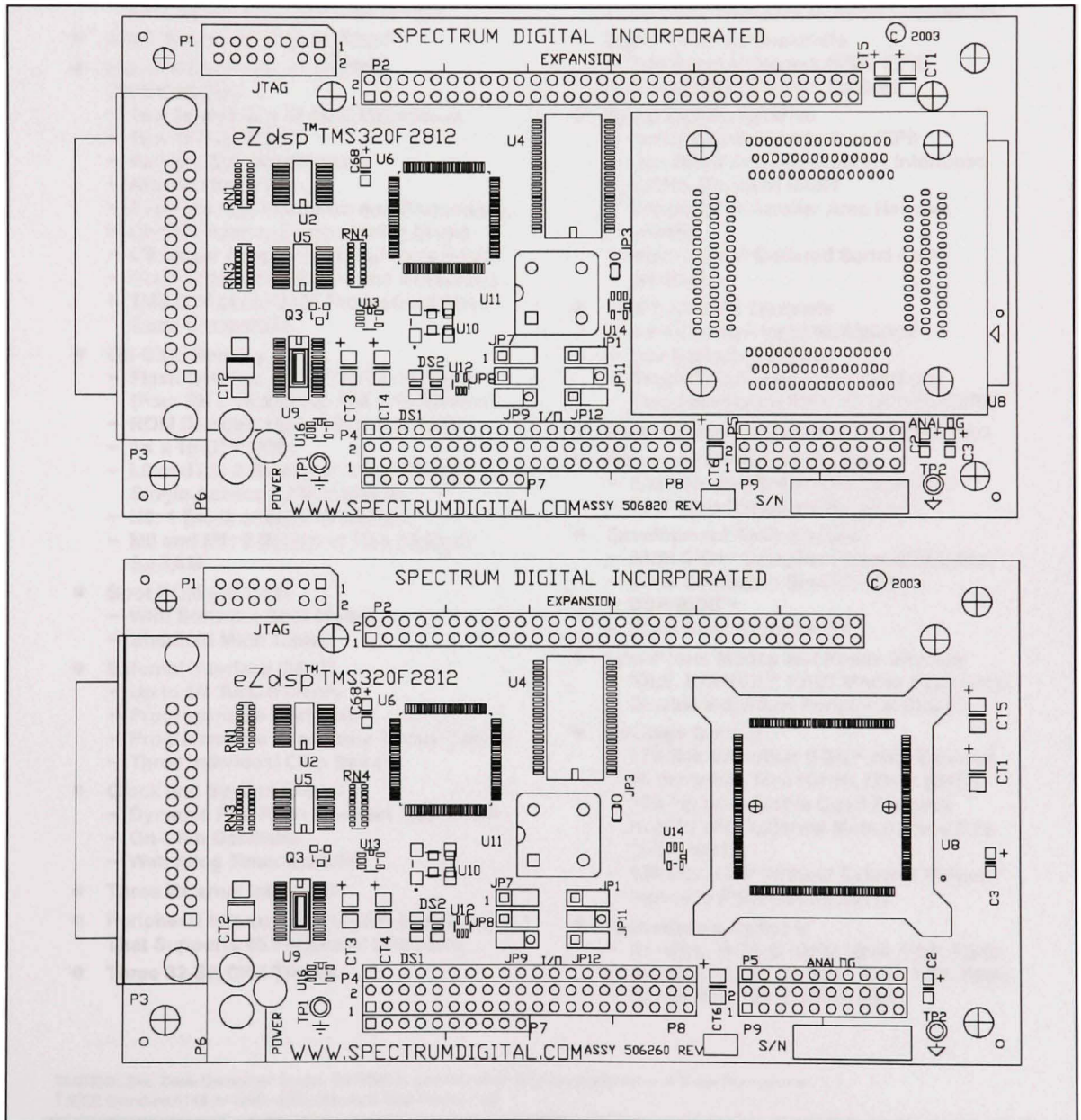






ANNEXE III

CARTES DE CONTRÔLE EZ-DSP F2812



1 Features

- High-Performance Static CMOS Technology
 - 150 MHz (6.67-ns Cycle Time)
 - Low-Power (1.8-V Core @135 MHz, 1.9-V Core @150 MHz, 3.3-V I/O) Design
- JTAG Boundary Scan Support[†]
- High-Performance 32-Bit CPU (TMS320C28x)
 - 16 x 16 and 32 x 32 MAC Operations
 - 16 x 16 Dual MAC
 - Harvard Bus Architecture
 - Atomic Operations
 - Fast Interrupt Response and Processing
 - Unified Memory Programming Model
 - 4M Linear Program/Data Address Reach
 - Code-Efficient (in C/C++ and Assembly)
 - TMS320F24x/LF240x Processor Source Code Compatible
- On-Chip Memory
 - Flash Devices: Up to 128K x 16 Flash (Four 8K x 16 and Six 16K x 16 Sectors)
 - ROM Devices: Up to 128K x 16 ROM
 - 1K x 16 OTP ROM
 - L0 and L1: 2 Blocks of 4K x 16 Each Single-Access RAM (SARAM)
 - H0: 1 Block of 8K x 16 SARAM
 - M0 and M1: 2 Blocks of 1K x 16 Each SARAM
- Boot ROM (4K x 16)
 - With Software Boot Modes
 - Standard Math Tables
- External Interface (2812)
 - Up to 1M Total Memory
 - Programmable Wait States
 - Programmable Read/Write Strobe Timing
 - Three Individual Chip Selects
- Clock and System Control
 - Dynamic PLL Ratio Changes Supported
 - On-Chip Oscillator
 - Watchdog Timer Module
- Three External Interrupts
- Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block That Supports 45 Peripheral Interrupts
- Three 32-Bit CPU-Timers
- 128-Bit Security Key/Lock
 - Protects Flash/ROM/OTP and L0/L1 SARAM
 - Prevents Firmware Reverse Engineering
- Motor Control Peripherals
 - Two Event Managers (EVA, EVB)
 - Compatible to 240xA Devices
- Serial Port Peripherals
 - Serial Peripheral Interface (SPI)
 - Two Serial Communications Interfaces (SCIs), Standard UART
 - Enhanced Controller Area Network (eCAN)
 - Multichannel Buffered Serial Port (McBSP)
- 12-Bit ADC, 16 Channels
 - 2 x 8 Channel Input Multiplexer
 - Two Sample-and-Hold
 - Single/Simultaneous Conversions
 - Fast Conversion Rate: 80 ns/12.5 MSPS
- Up to 56 General Purpose I/O (GPIO) Pins
- Advanced Emulation Features
 - Analysis and Breakpoint Functions
 - Real-Time Debug via Hardware
- Development Tools Include
 - ANSI C/C++ Compiler/Assembler/Linker
 - Code Composer Studio™ IDE
 - DSP/BIOS™
 - JTAG Scan Controllers[†]
- Low-Power Modes and Power Savings
 - IDLE, STANDBY, HALT Modes Supported
 - Disable Individual Peripheral Clocks
- Package Options
 - 179-Ball MicroStar BGA™ With External Memory Interface (GHH), (ZHH) (2812)
 - 176-Pin Low-Profile Quad Flatpack (LQFP) With External Memory Interface (PGF) (2812)
 - 128-Pin LQFP Without External Memory Interface (PBK) (2810, 2811)
- Temperature Options:
 - A: -40°C to 85°C (GHH, ZHH, PGF, PBK)
 - S: -40°C to 125°C (GHH, ZHH, PGF, PBK)
 - Q: -40°C to 125°C (PGF, PBK)

TMS320C24x, Code Composer Studio, DSP/BIOS, and MicroStar BGA are trademarks of Texas Instruments.

[†] IEEE Standard 1149.1-1990, IEEE Standard Test-Access Port

3 Functional Overview

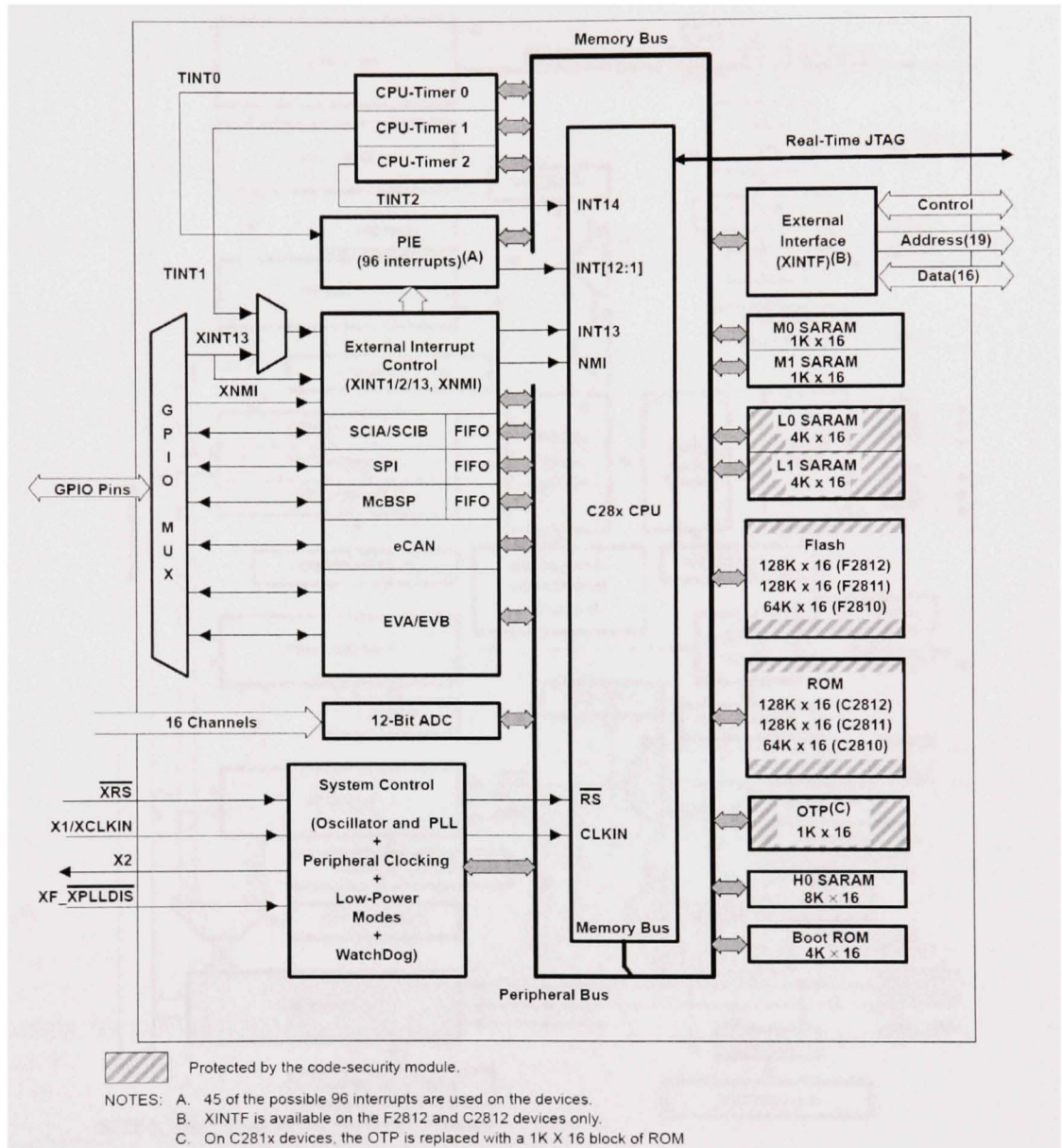


Figure 3-1. Functional Block Diagram

Peripherals

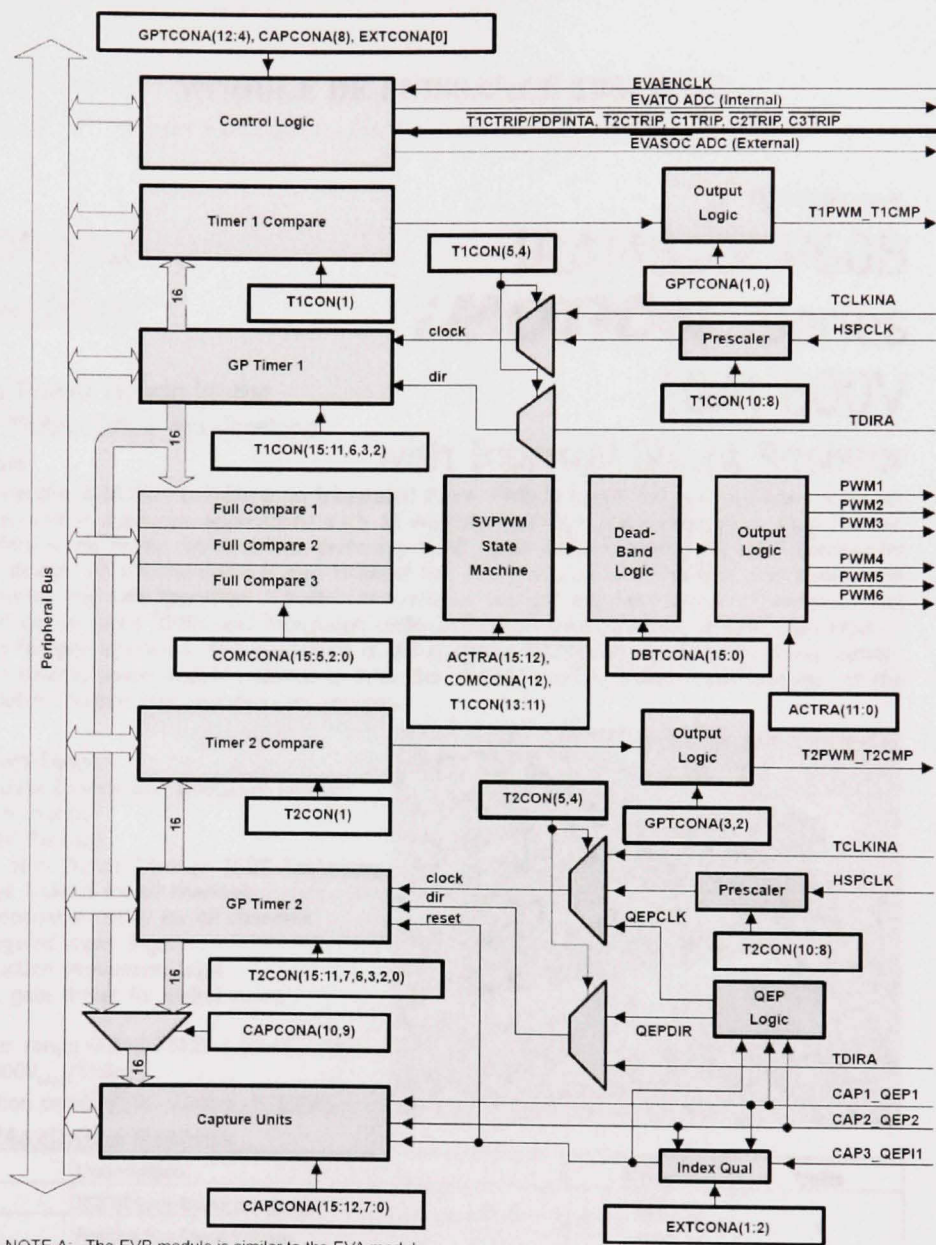


Figure 4-3. Event Manager A Functional Block Diagram (See Note A)

ANNEXE IV

MODULE DE PUISSANCE TRIPHASE

PD-95830 RevE

International
IR Rectifier

IRAMS10UP60B
iMOTION™ Series

10A, 600V

Integrated Power Hybrid IC for
Appliance Motor Drive Applications.

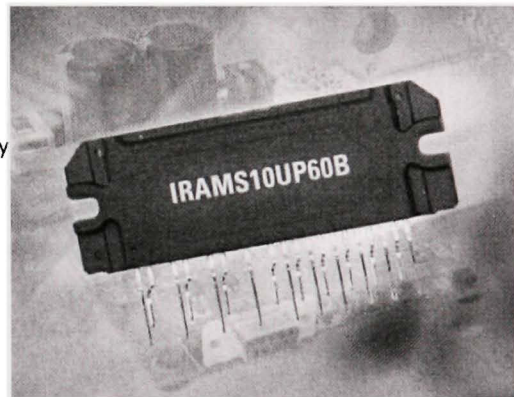
with Internal Shunt Resistor

Description

International Rectifier's IRAMS10UP60B is an Integrated Power Module developed and optimized for electronic motor control in appliance applications such as washing machines and refrigerators. Plug N Drive technology offers an extremely compact, high performance AC motor-driver in a single isolated package for a very simple design. An internal shunt is also included and offers easy current feedback and overcurrent monitor for precise and safe operation. A built-in temperature monitor and over-current protection, along with the short-circuit rated IGBTs and integrated under-voltage lockout function, deliver high level of protection and fail-safe operation. The integration of the bootstrap diodes for the high-side driver section, and the single polarity power supply required to drive the internal circuitry, simplify the utilization of the module and deliver further cost reduction advantages.

Features

- Internal Shunt Resistor
- Integrated Gate Drivers and Bootstrap Diodes
- Temperature Monitor
- Fully Isolated Package
- Low $V_{CE(on)}$ Non Punch Through IGBT Technology
- Undervoltage lockout for all channels
- Matched propagation delay for all channels
- Schmitt-triggered input logic
- Cross-conduction prevention logic
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Motor Power range 0.4~0.75kW / 85~253 Vac
- Isolation 2000V_{RMS}/1min
- UL certification pending (UL number: E78996)



Absolute Maximum Ratings

Parameter	Description	Value	Units
V_{CES} / V_{RRM}	IGBT/Diode Blocking Voltage	600	V
V^*	Positive Bus Input Voltage	450	
$I_O @ T_c=25^\circ\text{C}$	RMS Phase Current (Note 1)	10	A
$I_O @ T_c=100^\circ\text{C}$	RMS Phase Current (Note 1)	5	
I_O	Pulsed RMS Phase Current (Note 2)	15	
F_{PWM}	PWM Carrier Frequency	20	kHz
P_D	Power dissipation per IGBT @ $T_c = 25^\circ\text{C}$	27	W
V_{ISO}	Isolation Voltage (1min)	2000	V _{RMS}
T_J (IGBT & Diodes)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	°C
T_J (Driver IC)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	
T	Mounting torque Range (M3 screw)	0.5 to 1.0	Nm

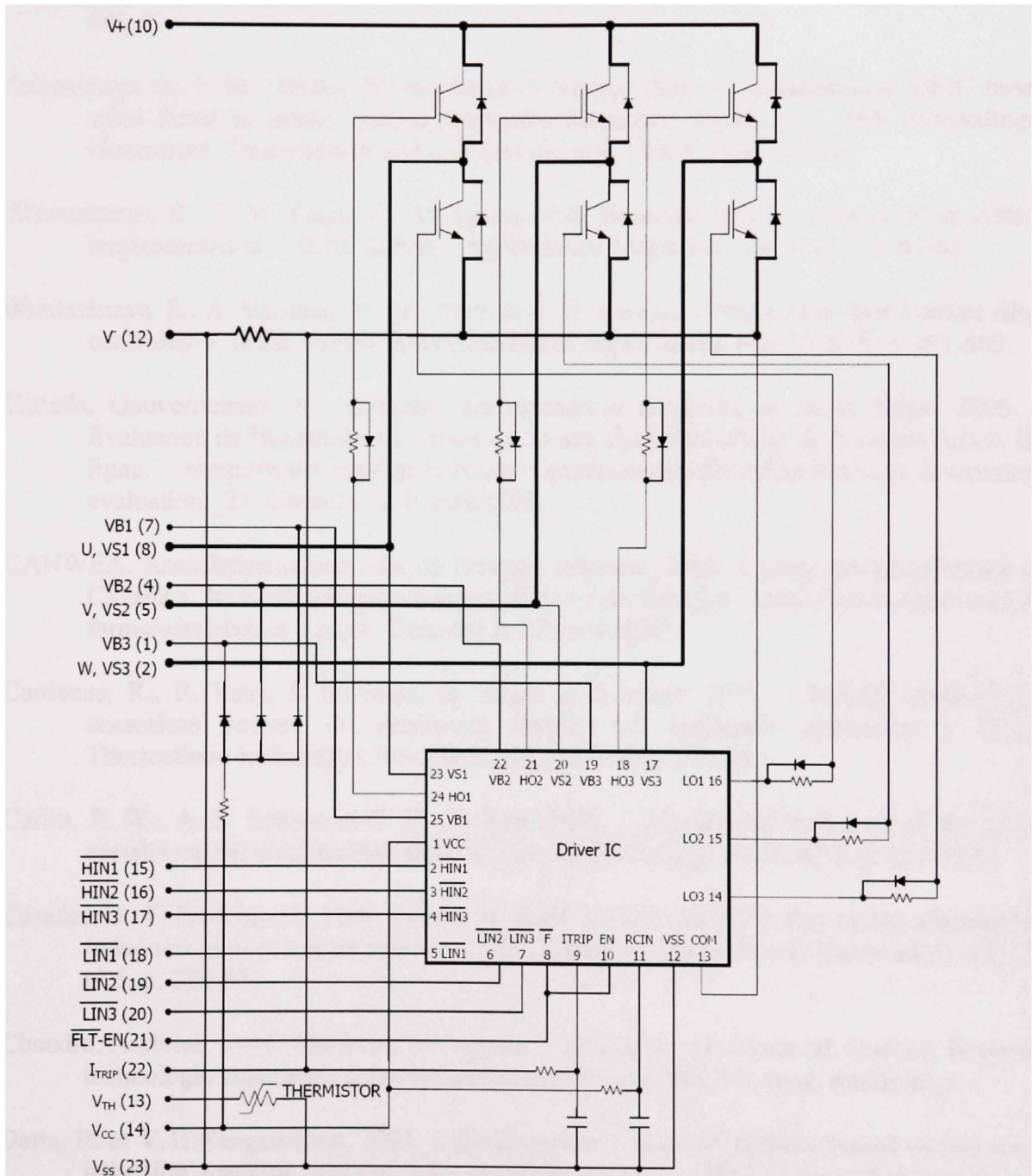
Note 1: Sinusoidal Modulation at $V^*=400\text{V}$, $T_J=150^\circ\text{C}$, $F_{PWM}=20\text{kHz}$, Modulation Depth=0.8, PF=0.6, See Figure 3.

Note 2: $t_p < 100\text{ms}$; $T_c=25^\circ\text{C}$; $F_{PWM}=20\text{kHz}$. Limited by $I_{BUS-ITRIP}$, see Table "Inverter Section Electrical Characteristics"

IRAMS10UP60B

International
IR Rectifier

Internal Electrical Schematic - IRAMS10UP60B



LISTE DE RÉFÉRENCES

- Ackermann, Thomas. 2005. *Wind power in power systems*. Chichester, Angleterre: Wiley, 691 p.
- Anaya-Lara, O., F. M. Hughes, N. Jenkins et G. Strbac. 2006. « Contribution of DFIG-based wind farms to power system short-term frequency regulation ». *IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, vol. 153, n° 2, p. 164-70.
- Bhattacharya, S., T. M. Frank, D. M. Divan et B. Banerjee. 1998. « Active filter system implementation ». *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 4, n° 5, p. 47-63.
- Bhattacharya, S., A. Veltman, D. M. Divan et R. D. Lorenz. 1996. « Flux-based active filter controller ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, n° 3, p. 491-502.
- Canada, Gouvernement du. Ministère des ressources naturelles et de la faune. 2006. « Évaluation de l'inventaire du vent ». In *Le site des publications de l'énergie éolien*. En ligne. <http://www.mrnf.gouv.qc.ca/publications/energie/eolien/vent_inventaire_evaluation_2>. Consulté le 19 juin 2008.
- CANWEA. Association canadienne de l'énergie éolienne. 2008. « Carte des installations au Canada ». In *Le site des parcs éolien du Canada*. En ligne. <http://www.canwea.com/farms/wind-farms_f.php>. Consulté le 12 avril 2008.
- Cardenas, R., R. Pena, J. Proboste, G. Asher et J. Clare. 2005. « MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators ». *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, n° 4, p. 710-18.
- Carlin, P. W., A. S. Laxson et E. B. Muljadi. 2003. « The history and state of the art of variable-speed wind turbine technology ». *Wind Energy*, vol. 6, n° 2, p. 129-159.
- Casadei, D., F. Profumo, A. Tani et G. Serra. 2002. « FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, n° 5, p. 779-87.
- Chandra, Ambrish. 1996. *Machines électriques : notes de cours*. Montréal, Québec: École de technologie supérieure Département de génie électrique, 1 v. (pag. multiple) p.
- Datta, R. et V.T. Ranganathan. 2001. « Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors ». *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, n° 3, p. 390-99.
- De Doncker, R. W., et D. W. Novotny. 1994. « The universal field oriented controller ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, n° 1, p. 92-100.

- Ferrah, A., K. J. Bradley et G. M. Asher. 1992. « An FFT-based novel approach to noninvasive speed measurement in induction motor drives ». *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, n° 6, p. 797-802.
- Fitzgerald, Arthur Eugene, Charles Kingsley et Stephen D. Umans. 2003. *Electric machinery*, 6th. Coll. « McGraw-Hill series in electrical engineering ». Boston, MA ; Montreal: McGraw-Hill, xv, 688 p.
- Førsund, Finn R. 2007. *Hydropower economics*. Coll. « International series in operations research & management science ; 112 ». New York: Springer, xii, 261 p.
- Fukuda, S., et T. Endoh. 1995. « Control method for a combined active filter system employing a current source converter and a high pass filter ». *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, n° 3, p. 590-597.
- Hinkkanen, M., et J. Luomi. 2004. « Stabilization of regenerating-mode operation in sensorless induction motor drives by full-order flux observer design ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, n° 6, p. 1318-28.
- Hopfensperger, B., D. J. Atkinson et R. A. Lakin. 2000. « Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder ». *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 147, n° 4, p. 241-50.
- Hughes, F. M., O. Anaya-Lara, N. Jenkins et G. Strbac. 2005. « Control of DFIG-based wind generation for power network support ». *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 20, n° 4, p. 1958-66.
- Hydro-Québec. Publications. 2006. « Plan stratégique 2006-2010 ». In *Le site des publications de Hydro-Québec*. En ligne. <http://www.hydro-quebec.com/publications/fr/plan_strategique/2006-2010/index.html>. Consulté le 22 juin 2008.
- Krause, Paul C., Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff et IEEE Power Engineering Society. 2002. *Analysis of electric machinery and drive systems*, 2nd. Coll. « IEEE Press series on power engineering ». New York: IEEE Press : Wiley-Interscience, xiv, 613 p. p.
- Longya, Xu, et Cheng Wei. 1995. « Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme ». *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, n° 3, p. 636-42.
- Lopez, J. Ci, L. Romeral, A. Arias et E. Aldabas. 2006. « Novel fuzzy adaptive sensorless induction motor drive ». *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n° 4, p. 1170-8.

- Muller, S., M. Deicke et R. W. De Doncker. 2002. « Doubly fed induction generator systems for wind turbines ». IEEE Industry Applications Magazine, vol. 8, n° 3, p. 26-33.
- Pena, R., J. C. Clare et G. M. Asher. 1996. « Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation ». IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol. 143, n° 3, p. 231-41.
- Petersson, A., L. Harnefors et T. Thiringer. 2005. « Evaluation of current control methods for wind turbines using doubly-fed induction machines ». IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, n° 1, p. 227-35.
- Petersson, A., T. Thiringer, L. Harnefors et T. Petru. 2005. « Modeling and experimental verification of grid interaction of a DFIG wind turbine ». IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, n° 4, p. 878-86.
- Polinder, H., F. F. A. van der Pijl, G. J. de Vilder et P. J. Tavner. 2006. « Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines ». IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, n° 3, p. 725-33.
- Sawa, T., et T. Kume. 2004. « Motor drive technology - history and visions for the future ». vol. Vol.1, p. 2-9.
- Sun, T., Z. Chen et F. Blaabjerg. 2005. « Transient stability of DFIG wind turbines at an external short-circuit fault ». Wind Energy, vol. 8, n° 3, p. 345-60.
- Tapia, G., A. Tapia et J. X. Ostolaza. 2006. « Two alternative modeling approaches for the evaluation of wind farm active and reactive power performances ». IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 21, n° 4, p. 909-20.
- Yamamoto, M., et O. Motoyoshi. 1991. « Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator ». IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, n° 4, p. 624-9.
- Young-Real, Kim, Sul Seung-Ki et Park Min-Ho. 1994. « Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter ». IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, n° 5, p. 1225-33.